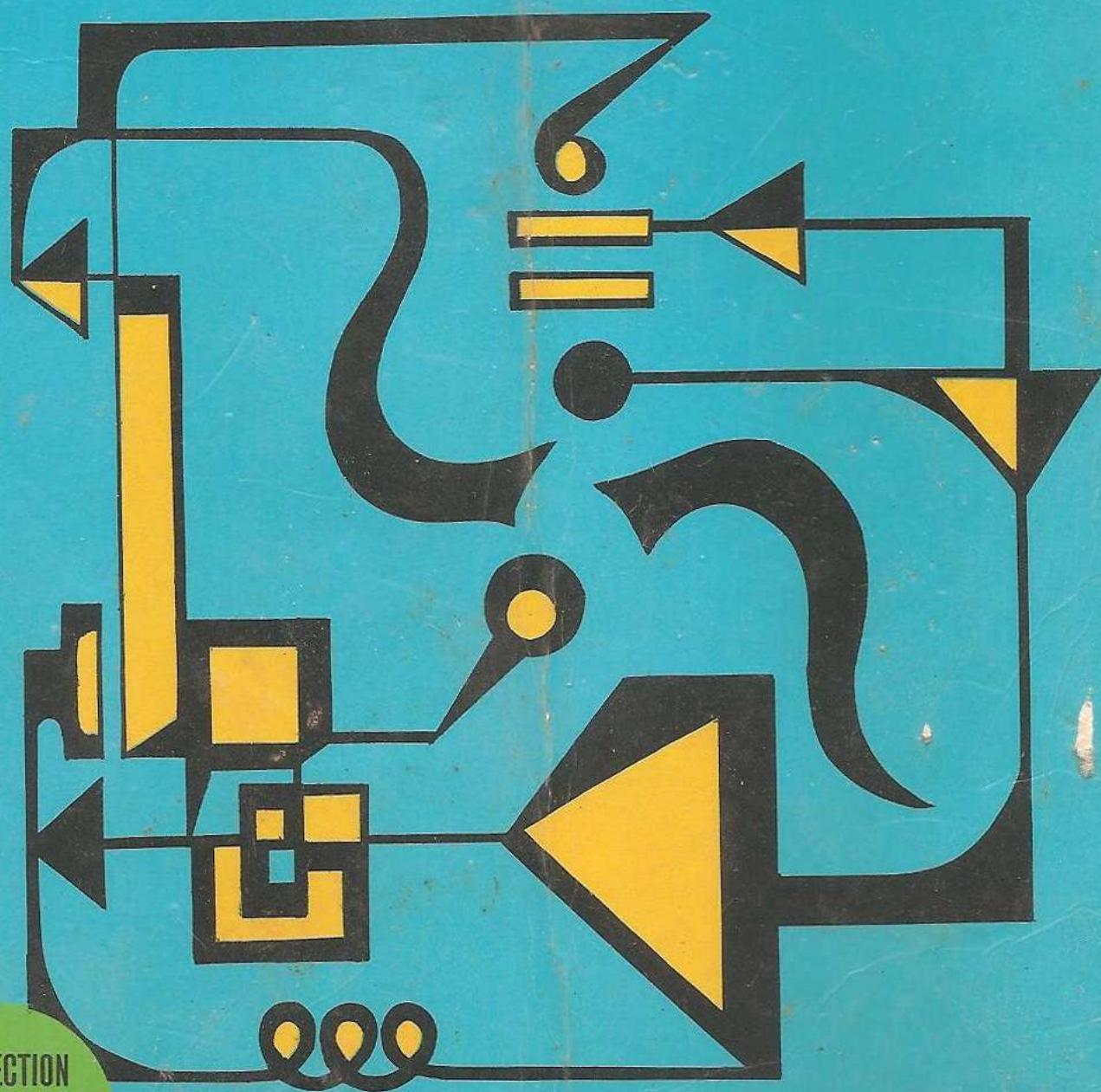


R. DAMAYE

LES OSCILLATEURS

**GÉNÉRATEURS ET
SYNTHÉTISEURS
DE SIGNAUX**



**COLLECTION
SCIENTIFIQUE
CONTEMPORAINE**

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

LES OSCILLATEURS
Générateurs
et synthétiseurs de signaux

Illustration de couverture par Emmanuelle DAMAYE

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'Art. 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les Art. 425 et suivants du Code Pénal ».

© 1979 - E.T.S.F.

R. DAMAYE

Ingénieur à la Direction des Études et Recherches d'Électricité de France

LES OSCILLATEURS

**Générateurs
et synthétiseurs de signaux**

(2^e édition revue et augmentée)

COLLECTION
SCIENTIFIQUE
CONTEMPORAINE

Diffusion :

ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

2 à 12, rue de Bellevue 75940 PARIS CEDEX 19

REMERCIEMENTS

L'auteur tient à exprimer sa gratitude à la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France où il a trouvé la compréhension et les facilités matérielles qui lui ont permis de mener à bien la rédaction de cet ouvrage.

De nombreux constructeurs lui ont apporté un appui efficace en mettant à sa disposition leurs documentations et notes d'applications, il tient également à les en remercier.

SOMMAIRE

	page
INTRODUCTION	9
CHAPITRE PREMIER. — <i>Principe général des oscillateurs à réaction</i>	11
CHAPITRE II. — <i>Les oscillateurs à résistances et capacités</i>	14
— Oscillateurs à déphasage	14
— Oscillateurs à pont de Wien	22
— Oscillateurs à réseau en double T ou en T ponté	25
— Autres types d'oscillateurs	31
— Les oscillateurs polyphasés	34
— Accord électronique des oscillateurs	36
— Comparaison des différents types d'oscillateurs	38
— Abaque pour la détermination rapide des éléments d'un oscillateur	39
CHAPITRE III. — <i>Oscillateurs L.C. à réaction</i>	42
— Principaux types d'oscillateurs L.C. à réaction	42
— Autres types d'oscillateurs à réaction	46
— Principales caractéristiques d'un oscillateur	48
— Quelles sont les conditions qui influent sur la stabilité en fréquence	49
— Détermination de la fréquence d'oscillation	50
— Méthode de calcul des oscillateurs	52
— Choix de la configuration d'un oscillateur	59
— Quelques exemples pratiques	59
— Accord électronique des oscillateurs	61
— Abaques pour le calcul approché des circuits oscillants	64
CHAPITRE IV. — <i>Oscillateurs à résonateurs mécaniques : quartz et diapasons</i>	73
<i>Première partie : Les oscillateurs à quartz</i>	74
— Le cristal de quartz : aspects mécaniques et électriques	74
— Les oscillateurs à quartz	82
— Multivibrateurs et relaxateurs synchronisés par quartz	89
— Stabilité d'un oscillateur à quartz	91
— Influence de la température	93
— Influence du taux d'excitation	94
— Influence des contraintes mécaniques	95
— Vieillessement	95
— Quelques considérations à retenir lors de l'établissement d'un oscillateur à quartz	96
<i>Deuxième partie : Oscillateurs à diapasons</i>	98
— Quelques considérations d'ordre physique	99
— Précision et stabilité	101
— Facteur de qualité	103
— Méthodes d'entretien de l'oscillation	104
— Présentation mécanique des diapasons	110
<i>Troisième partie : Quartz ou diapason, que choisir ?</i>	111
CHAPITRE V. — <i>Oscillateurs à résistance négative (Emploi des diodes tunnel)</i>	114
— Théorie simplifiée des oscillateurs à résistance négative	114
— Rappel des principes et des caractéristiques des diodes tunnel	116
— Diodes « Backward »	120
— Oscillateurs L.C. à diode tunnel	120
— Calcul d'un oscillateur à diodes tunnel	122
— Quelques exemples pratiques	124
— Oscillateurs à quartz	126
CHAPITRE VI. — <i>Circuits générateurs de signaux rectangulaires et carrés : Triggers, Bascules bistables, monostables, multivibrateurs</i>	129
— Principe général	129
— Le trigger de Schmitt	130
— Calcul approché des éléments du trigger	133
— Utilisations des triggers de Schmitt	134
— Schémas et variantes	136
— Emploi des circuits intégrés	140

— La bascule bistable ou montage d'Eccles-Jordan	148
— Modes de commande des états d'un bistable	149
— Positionnement à la mise sous tension	143
— Mémoire de l'état d'un bistable en cas de coupure accidentelle de l'alimentation	144
— Quelques schémas pratiques	145
— Calcul approché des éléments d'un bistable	146
— Bistables d'Eccles-Jordan considéré du point de vue logique	146
— Emplois du bistable	146
— Le monostable ou Univibrateur	168
— Principe de fonctionnement	171
— Quelques variantes	149
— Utilisations des monostables	149
— Le multivibrateur astable	151
— Schéma de principe et description du fonctionnement	159
— Quelques variantes	159
— Synchronisation et inhibition	159
— Autres types de multivibrateurs	161
— Commande électronique de fréquence	163
— Applications	164
— Abaque pour le calcul rapide des constantes de temps	168
— Oscillateurs en anneau à circuits de logique	171
— Emploi des circuits intégrés « Timers »	172
CHAPITRE VII. — Générateurs de rampes, de signaux en marches d'escalier et de triangles	175
— Principes généraux des générateurs de rampes et de triangles	175
— Les générateurs à courant constant	177
— Charge par résistance de forte valeur	177
— Sources à courant constant à transistors bipolaires	181
— Emploi des transistors à effet de champ	186
— Charge du condensateur par montages à réaction	188
— Intégrateur de Miller	189
— Le montage « Bootstrap »	192
— Bootstrap + transistor à courant constant = ultralinéarité	194
— Les circuits de déclenchement	196
— Les éléments semiconducteurs à deux états stables	196
— Le transistor unijonction	198
— Principe du transistor unijonction	198
— Différents types d'U.J.T.	201
— Le relaxateur à U.J.T.	202
— Calcul des éléments du montage	204
— Fréquence d'oscillation	204
— Conditions d'oscillation	206
— Stabilisation du point de pic	206
— Modes de synchronisation	207
— Quelques montages pratiques	207
— Circuits de déclenchement à réaction : Comparateurs et triggers	212
CHAPITRE VIII. — Conformateurs de signaux	226
— Conformateurs à réseaux de diodes	227
— Mise à profit de la caractéristique quadratique d'un transistor à effet de champ	237
— Mise à profit de la courbe de transfert d'une « paire longue queue » différentielle	242
— Synthèse de fonctions par des moyens purement numériques	243
CHAPITRE IX. — Oscillateurs bloqués et convertisseurs	251
— Principe général de fonctionnement	251
— Etablissement du courant dans une inductance	251
— Passons à l'oscillateur bloqué	252
— Fonctionnement en oscillation libre	254
— Oscillateurs bloqués à constante de temps R.C.	255
— Différentes configurations	257
— Le transformateur	258
— Applications	259
— Générateur d'impulsions brèves	259
— Les convertisseurs	260
— Convertisseurs asymétriques	260
— Protection contre la diminution ou la disparition de la charge	262
— Convertisseurs symétriques	264
— Diverses configurations	266

— Problèmes de démarrage	268
— Quelques montages pratiques	268
— Choix des transistors	272
CHAPITRE X. — Les boucles à verrouillage de phase (Phase Locked Loops) et les synthétiseurs de fréquence	273
— Qu'est-ce qu'une boucle à verrouillage de phase ?	273
— Verrouillage et capture	274
— Quelques définitions	276
— Oscillateur contrôlé par une tension (V.C.O.)	276
— Oscillateur contrôlé par un courant (C.C.O.)	277
— Gain de conversion du V.C.O.	277
— Fréquence d'oscillation libre	277
— Détecteur de phase	277
— Détecteur de phase en quadrature	277
— Gain de conversion du détecteur de phase	277
— Filtre passe-bas	278
— Gain de boucle	278
— Facteur d'amortissement	278
— Fréquence naturelle de boucle	278
— Largeur de bande de bruit de boucle	279
— Les comparateurs de phase	279
— Montages en mode analogique	279
— Montages fonctionnant en mode numérique	281
— Rôle du filtre passe-bas	287
— Applications des P.L.L.	288
— Synchronisation sur un signal de faible amplitude	289
— Multiplication et synthèse de fréquence	289
— Déphaseurs numériques et générateurs polyphasés	296
— Indicateurs de verrouillage	303
BIBLIOGRAPHIE	305

INTRODUCTION

Qu'est-ce, en fait que l'Electronique ? On pourrait la définir comme l'art d'engendrer et de traiter les signaux.

En ce qui concerne le traitement des signaux, de très nombreux ouvrages lui sont consacrés dans les diverses branches de notre technique (Télécommunications, Informatique, Automatismes).

Constatant que bien plus rares sont les ouvrages traitant uniquement de la génération des signaux, l'auteur a commencé par consacrer à ce sujet plusieurs articles dans la rubrique « Pense-Bête » de la revue « Electronique professionnelle ».

L'intérêt manifesté par de nombreux lecteurs de cette rubrique qui nous ont écrit pour nous prodiguer leurs encouragements nous a suggéré de réunir, en les complétant et en les ordonnant, ces articles en un ouvrage d'un emploi plus pratique pour le technicien qu'une collection d'articles épars.

Cet ouvrage, nous l'avons voulu surtout pratique mais également un peu théorique pensant que ce que cherche le lecteur, ce n'est pas toujours un montage « tout cuit », lequel ne s'adaptera pas toujours exactement à son problème mais plutôt le minimum de considérations théoriques qui lui permettront d'établir lui-même le schéma et le calcul du montage qui l'intéresse. C'est pour cette raison que chaque chapitre comporte d'une part la description théorique du fonctionnement général du type de générateur de signaux étudié, puis les éléments de calcul pour l'étude d'un montage particulier, puis enfin quelques montages pratiques éprouvés, soit par l'auteur lui-même soit par les techniciens de grands laboratoires. Pour faciliter le dégrossissage des calculs il nous a semblé utile de compléter certains chapitres par des abaques qui permettront d'évaluer, par simple alignement de points, les valeurs des composants des montages.

Si, cet ouvrage trouve sa place aussi bien sur le bureau de l'ingénieur ou de l'étudiant que sur le banc de travail du technicien de laboratoire nous serons heureux d'avoir atteint le but que nous visions en le rédigeant.

CHAPITRE PREMIER

PRINCIPE GÉNÉRAL DES OSCILLATEURS SINUSOÏDAUX A RÉACTION

A quelque type qu'il appartienne, tout oscillateur sinusoïdal repose sur un principe de base commun à tous les types.

Le schéma de principe général de tout oscillateur à réaction est reproduit à la figure I-1-a. Il comporte essentiellement un amplificateur de gain A rebouclé sur lui-même à travers un circuit de rétroaction. On démontre aisément que si le gain de la boucle ainsi formée n'était pas limité, l'amplificateur amplifiant son propre signal de sortie, ce dernier croîtrait indéfiniment. Naturellement, cela n'est qu'une vue de l'esprit car on ne peut imaginer un amplificateur de gain infini capable de délivrer une tension de sortie infinie ; si aucune autre précaution n'est prise pour limiter la tension de sortie, c'est donc la saturation de l'amplificateur qui jouera ce rôle limiteur. Dans ces conditions le signal de sortie ressemblera plus à un signal carré qu'à une sinusoïde. C'est pour cette raison que notre boucle comporte également un élément limiteur. Nous ne nous appesantirons pas ici sur la constitution de ce circuit que nous rencontrerons sous diverses formes (résistance non linéaire, circuit de contre réaction, choix du point de fonctionnement des transistors, etc.) dans les schémas qui illustreront les chapitres suivants.

Les équations fondamentales de la boucle amplificateur + circuit limiteur + circuit de rétroaction de la figure I-1-a sont :

$$e_s = (e_E + e_R) A \cdot L \quad (1)$$

$$\text{avec } e_R \text{ (tension de réaction)} = \beta e_s \quad (2)$$

e_E étant la tension appliquée à l'entrée du circuit, e_s la tension de sortie, A le gain de l'amplificateur, L le facteur d'atténuation du limiteur et β le facteur de transfert du circuit de réaction.

Dans le cas d'un auto-oscillateur, il n'est pas nécessaire d'appliquer de l'extérieur une tension e_E à l'entrée du montage pour que celui-ci fonctionne (1). L'équation (1) se simplifie donc comme suit :

$$e_s = e_R A \cdot L \quad (3)$$

et comme $e_R = \beta e_s$ on peut écrire :

$$e_s = \beta e_s A \cdot L \quad (4)$$

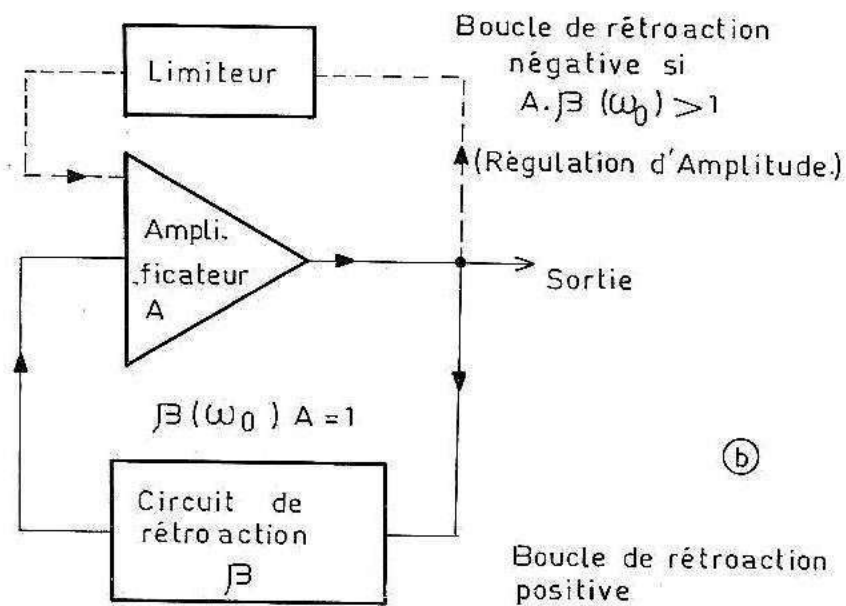
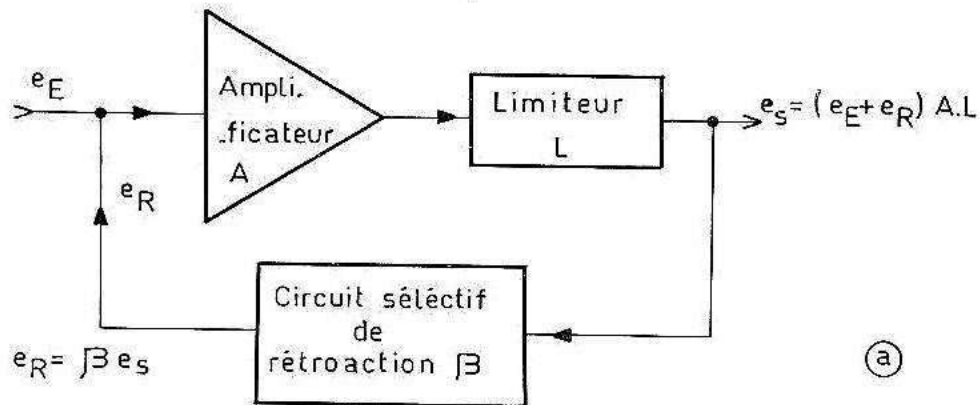


FIG. I-1.

soit en simplifiant les deux termes par e_S :

$$\beta(\omega_0) A \cdot L = 1 \quad (5)$$

nous avons écrit $\beta(\omega_0)$, car dans un oscillateur sinusoïdal, la valeur de β est essentiellement variable avec la fréquence, c'est donc pour la seule fréquence de pulsation ω_0 que la condition définie par l'équation (5) sera satisfaite. Pour les petits signaux, si $\beta(\omega_0) A > 1$, le limiteur d'amplitude ne jouant pas l'amplitude du signal de sortie croîtra jusqu'à ce que ce limiteur commence à agir et stabilise le système ; à cet instant on aura $L = 1$ et l'équation (5) se simplifie alors ainsi :

$$\boxed{\beta(\omega_0) A = 1}$$

Cette équation très importante qui définit la condition d'oscillation de tout montage auto-oscillateur est appelé le CRITÈRE DE BARKHAUSEN. Nous aurons

très souvent l'occasion de le retrouver. Il peut être traduit physiquement de la manière suivante :

Pour qu'un montage soit capable d'engendrer des oscillations auto-entretenues il faut que l'atténuation β apportée par le réseau de rétroaction soit exactement compensée par le gain A de l'amplificateur.

Lorsqu'il y a excès de gain :

$$A_{(\omega_0)} \cdot \beta_{(\omega_0)} > 1,$$

le signal de sortie est affecté d'une distorsion harmonique d'autant plus importante que l'excès de gain est plus grand. Dans la plupart des cas, on donne volontairement à l'amplificateur un gain plus important que celui strictement nécessaire à l'entretien de l'oscillation, et on utilise cette surabondance de l'amplification pour commander un dispositif de régulation (un élément non linéaire, par exemple), ce qui permet d'obtenir un signal de sortie d'amplitude constante malgré les variations des différents paramètres qui pourraient l'affecter : tension d'alimentation, température, fréquence d'accord (dans les oscillateurs à fréquence variable), etc.

C'est le circuit limiteur L dont il a été parlé plus haut qui peut être constitué par un circuit placé en série dans la boucle de rétroaction comme dans le schéma de la figure I-1-a ou peut constituer une seconde boucle de rétroaction — négative, cette fois — comme dans le synoptique de principe de la figure I-1-b ce qui conduit à des résultats équivalents.

Pour obtenir la réinjection en phase du signal de sortie vers l'entrée, on dispose de différents moyens :

1. L'amplificateur déphase de $-\pi$ (déphasage arrière) et le réseau déphaseur également ; il y a alors une rotation totale de phase de -2π (360°) ce qui revient à une réinjection en phase du signal de sortie.

2. Le déphasage de l'amplificateur est toujours de -180° ($-\pi$) et le réseau déphase le signal d'entrée vers l'avant de $+\pi$; les deux déphasages sont alors compensés et on a un déphasage total de $-\pi + \pi = 0$ (réinjection en phase).

3. L'amplificateur ne déphase pas (amplificateur à deux étages donc non-inverseur) et le réseau déphaseur non plus.

Ces trois modes de fonctionnement se retrouveront dans les différents types d'oscillateurs que nous aurons l'occasion de rencontrer dans les chapitres qui vont suivre.

Dans la pratique le réseau sélectif à travers lequel la rétro-action est appliquée de la sortie vers l'entrée peut être constitué par un réseau déphaseur à résistance et capacité, plus rarement à résistances, inductances et capacité par un circuit oscillant L-C ou par un résonateur électromécanique (quartz ou diapason).

(1) Notons qu'en fait, pour que l'oscillateur démarre, il faut bien qu'il y ait au départ une tension présente à l'entrée puisque si l'amplificateur ne recevait aucun signal d'entrée il n'y aurait aucun signal de sortie à réinjecter à l'entrée. En fait ce signal de déclenchement du processus d'auto-oscillation est fourni par le bruit propre au montage, lequel, aussi faible soit-il n'est jamais absent et est suffisant pour amorcer l'oscillation qui s'auto-entretient par la suite. Le signal de déclenchement peut être également fourni par les régimes transitoires d'établissement des courants lors de la mise sous tension.

CHAPITRE II

LES OSCILLATEURS A RÉSISTANCES ET CAPACITÉS

Dans ce type d'oscillateurs, la rétroaction de la sortie du montage vers son entrée est effectuée à travers un réseau constitué par des résistances et des condensateurs.

Selon le type d'oscillateur ce réseau peut avoir pour unique fonction d'introduire une rotation de phase de π sans toutefois présenter un maximum de transmission à la fréquence ω_0 sur laquelle est accordé l'oscillateur : c'est ce qui se passe dans l'oscillateur à déphasage (phase shift) ou bien au contraire sa transmission peut être maximale pour ω_0 mais le déphasage être nul pour cette fréquence c'est le cas pour les oscillateurs à pont de Wien ou à réseaux en T ponté ou en double T.

Oscillateur à déphasage (Phase shift oscillator)

Le schéma de principe d'un tel oscillateur est représenté à la figure II-1. C'est une application particulière de celui de la figure I-1, dans laquelle l'amplificateur déphase de $-\pi$ et le réseau de $-\pi$ (premier cas) ou de $+\pi$ (second cas).

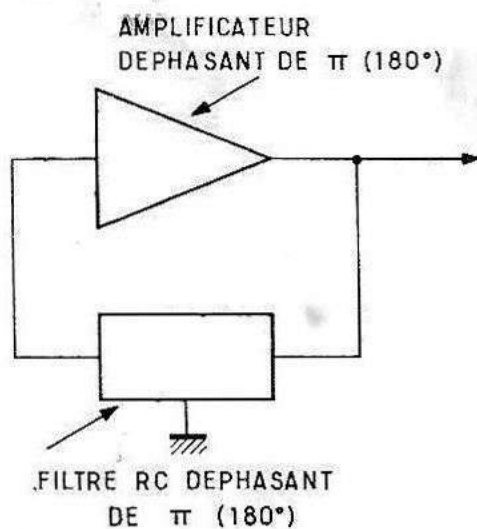


FIG. II-1.

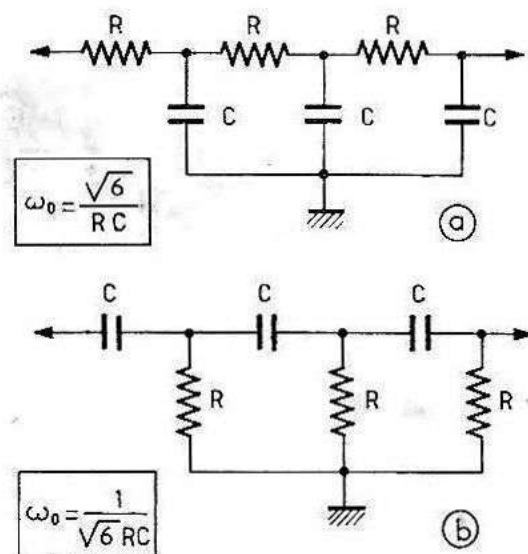


FIG. II-2.

Les réseaux déphaseurs les plus classiques sont ceux de la figure II-2 (1).

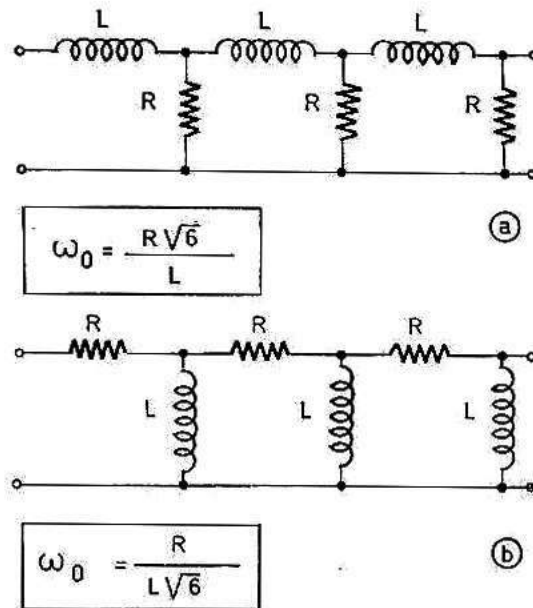


FIG. II-3.

Dans le montage a, le déphasage arrière ($-\pi$) est obtenu pour la pulsation :

$$\omega_0 = \sqrt{6}/RC = 2,45/RC.$$

La fréquence délivrée est donc égale à :

$$f_0 = \frac{2,45}{2\pi \cdot RC}$$

Ce montage permet l'emploi d'un condensateur variable normalisé à rotor non isolé puisque les trois condensateurs ont un point commun ramené à la masse, ce qui est bien pratique pour la réalisation d'oscillateurs à fréquence variable. Mais il se prête mal à l'obtention de signaux à basse (et *a fortiori* très basse) fréquence.

Par exemple, avec un condensateur classique de 3×490 pF, il faudrait avoir $R = 26$ M Ω pour « descendre » à 30 Hz.

Le montage b produit un déphasage avant de 180° ($+\pi$) pour la pulsation :

$$\omega_0 = 1/\sqrt{6} RC = \frac{1}{2,45 \cdot RC}$$

(1) Notons au passage que des réseaux déphaseurs mettant en œuvre des résistances et des inductances peuvent également être employés (fig. II-3) mais en fait il le sont rarement car on perd alors l'avantage de faible encombrement et de facilité de réalisation que permettent les montages R-C.

La fréquence fournie est donc donnée par la relation :

$$f_0 = \frac{1}{2,45 \times 2\pi \cdot RC}$$

Le facteur $\sqrt{6}$ passant du numérateur au dénominateur, on pourra dans cette configuration, avec une même valeur de C et avec des valeurs de résistances six fois plus faibles, obtenir une même fréquence f_0 . Ce montage est donc mieux adapté à la production de basses fréquences, mais comme il ne permet pas de mettre en œuvre un condensateur variable à rotor non-isolé, on le réservera de préférence aux oscillateurs à fréquences ou à points fixes, en commutant les résistances.

Evidemment, on pourrait songer à l'emploi d'un potentiomètre triple pour la réalisation de générateurs à fréquence variable. Cette solution, utilisable à la rigueur dans une réalisation de laboratoire, n'est pas applicable en fabrication de série car il est encore difficile de trouver, dans le commerce, des potentiomètres triples « se suivant » aussi parfaitement que les cages d'un condensateur variable, ce dont il découle deux inconvénients :

1. Chaque cadran devrait être gradué individuellement.
2. L'atténuation introduite par le réseau n'étant pas constante d'un bout à l'autre de la gamme du fait des différences de valeur des trois potentiomètres, la régulation d'amplitude deviendrait plus délicate.

Ne déphasant que de 180° , l'amplificateur peut être constitué par un unique étage à tube, à transistor monté en émetteur commun (fig. II-4 a) ou par un amplificateur opérationnel monté en inverseur (fig. II-4 b).

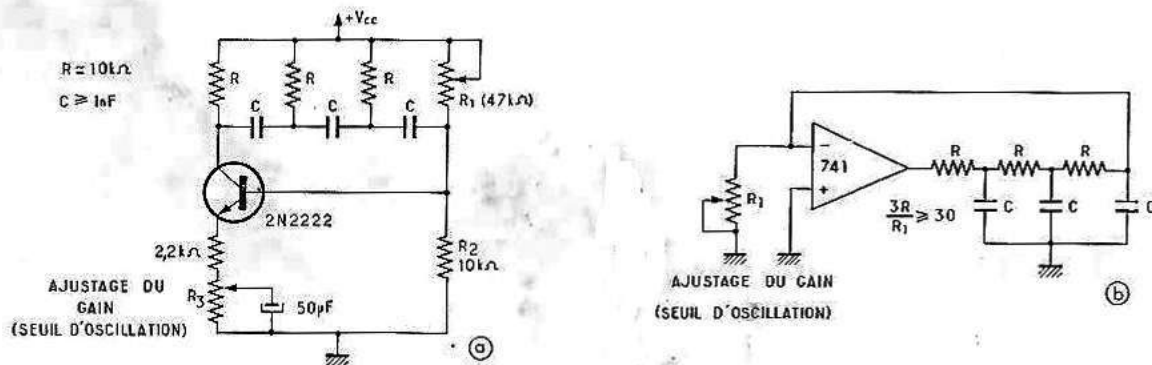


FIG. II-4.

Penchons-nous un instant sur le cas du montage à transistor unique (fig. II-4 a). La troisième résistance du réseau déphaseur se trouve shuntée par la résistance d'entrée R_e du transistor et par la mise en parallèle (à travers l'alimentation) des résistances du pont de polarisation de base R_1 et R_2 . C'est surtout la résistance d'entrée du transistor qui est gênante, car elle est de faible valeur et, de plus, essentiellement variable avec la température, la tension d'alimentation,

le gain, etc. Pour remédier à ce désagréable état de choses, on dispose de diverses solutions :

1. S'arranger pour que la mise en parallèle de R_1 , R_2 et R_e donne une valeur équivalente à R (résistance du réseau déphaseur). En pratique, on utilise le schéma de la figure II-4 a dans lequel la valeur calculée de la fréquence d'oscillation est supérieure de 15 à 20 % à celle désirée, et on ajuste sur f_0 au moyen de la résistance réglable R_1 . La résistance d'entrée du transistor variant avec le gain (ajustage de R_3), c'est en retouchant alternativement les potentiomètres R_1 et R_3 que l'on parvient à obtenir à la fois la fréquence voulue et une onde aussi pure que possible. Cependant, les variations du β du transistor avec les divers autres paramètres (température, tension d'alimentation) ne sont pas entièrement compensées et il ne faut pas s'attendre, avec ce montage, à une haute stabilité en fréquence.

2. Interposer, entre le réseau déphaseur et l'étage amplificateur, un étage tampon à plus haute impédance d'entrée monté en collecteur commun ou en Darlington (fig. II-5 a et b).

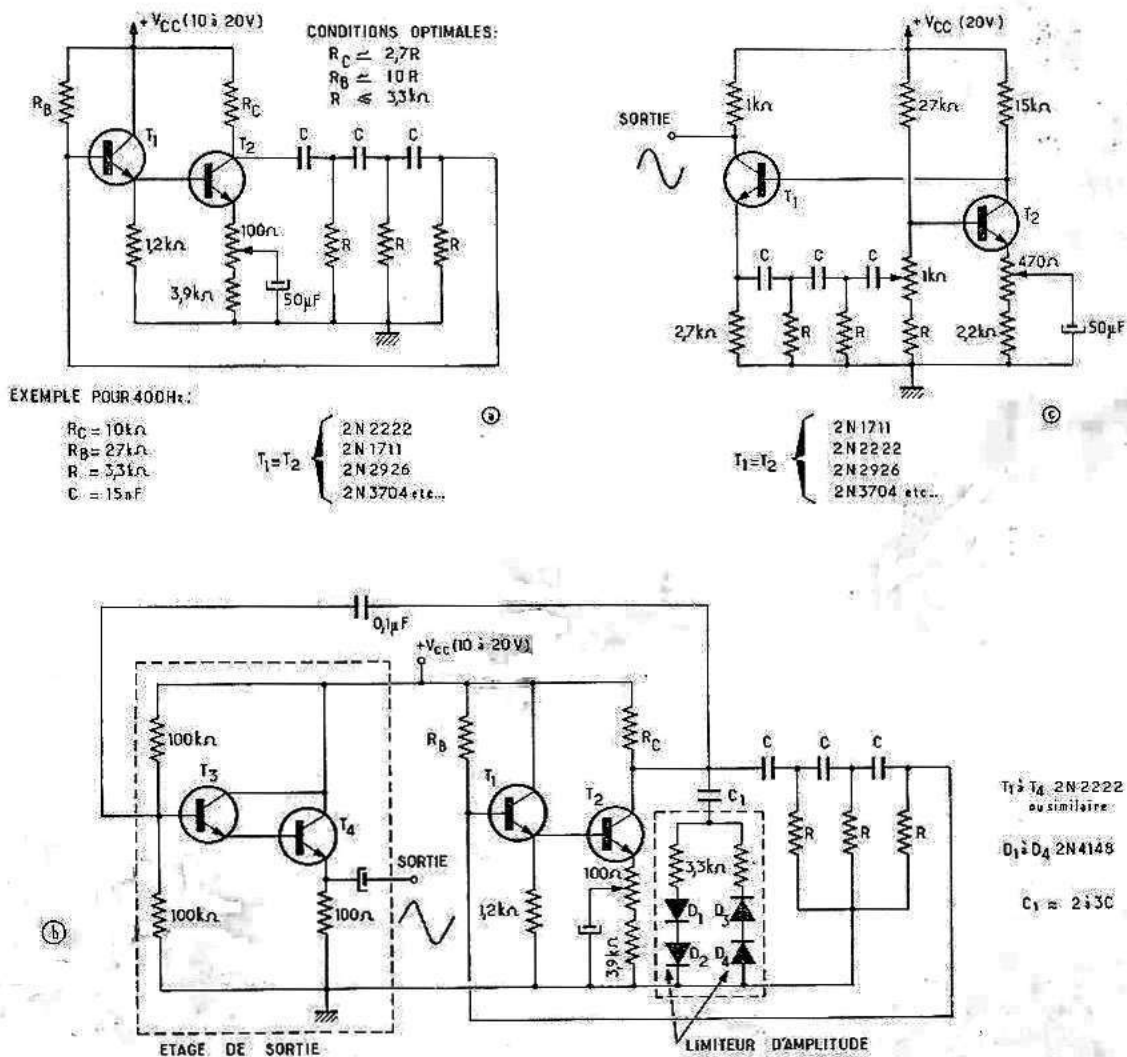


FIG. II-5.

Tous les schémas que nous avons donné jusqu'ici comportent un ajustage de gain dont le réglage permet d'obtenir une oscillation pure. Quelle est la valeur optimale du gain $A_{(\omega_0)}$ de l'étage amplificateur pour que le montage oscille en toute sécurité sans que l'onde fournie accuse une distorsion gênante ? Reportons-nous à la condition d'oscillation :

$$A_{(\omega_0)} \cdot K_{(\omega_0)} = 1.$$

Il faut que l'atténuation $K_{(\omega_0)}$ (1) produite par le réseau déphaseur à la fréquence f_0 soit exactement compensée par le gain de l'amplificateur. Pour un réseau à trois cellules — résistances en série et condensateurs en parallèle (fig. II-2 a) ou condensateurs en série et résistances en parallèle (fig. II-2 b) — l'atténuation est de 29,3 dB soit un rapport tension d'entrée à tension de sortie $K_{(\omega_0)}$ égal à 29. Il faudra donc, pour que le montage oscille, que le gain de l'amplificateur soit au moins égal à 29 (en pratique, on dit 30). Il y a lieu toutefois de tenir compte des modifications du gain en fonction de divers paramètres (tension d'alimentation, température, charge, etc.).

Une bonne solution pour s'affranchir des deux paramètres est de conférer à l'amplificateur un gain un peu supérieur à 30 et à écrêter le signal de sortie au moyen de diodes judicieusement polarisées ou de diodes Zener montées tête-bêche de manière à éviter les saturations (fig. II-5 b, diodes D_1 à D_4). L'effet de filtre du réseau déphaseur est tel que les harmoniques de rang impair ainsi introduits sont pratiquement éliminés et la distorsion produite est inférieure à 1 ou 2 % (2). Un filtrage encore meilleur peut être obtenu par l'emploi de réseaux à quatre ou cinq cellules ; nous y reviendrons ultérieurement.

En ce qui concerne l'influence de la charge, la solution réside dans l'emploi d'un étage tampon à basse impédance de sortie (collecteur commun ou Darlington) monté entre l'oscillateur et la charge. Tout cela conduit au schéma de la figure II-5 b où l'étage Darlington est constitué par les transistors T_3 et T_4 sur l'émetteur duquel on recueille les signaux de sortie. Dans le schéma de la figure II-5 c, le transistor T_1 joue le double rôle d'étage tampon de sortie et d'abaisseur d'impédance pour l'attaque du réseau RC.

Bien qu'étant le plus couramment utilisé, le réseau déphaseur à trois cellules identiques n'est pas le seul utilisable. On peut utiliser des réseaux à quatre ou cinq cellules. Pour quatre étages, la relation de la fréquence d'oscillation est :

$$f_0 = \frac{0,837}{2\pi \cdot RC}$$

et l'atténuation n'est que de 25,8 dB ($K_{(\omega_0)} = 19,4 \simeq 20$). Pour un nombre supérieur d'étages semblables, le calcul devient très complexe.

Dans les anciens oscillateurs à tube, on avait recherché à obtenir des réseaux déphaseurs à faible atténuation de manière à pouvoir utiliser des triodes à faible

(1) Nous avons ici préféré désigner le facteur d'atténuation du réseau déphaseur par la lettre K plutôt que d'utiliser la notation habituelle β pour éviter toute confusion avec le facteur de transfert de courant (β) des transistors.

(2) Notons que dans ce cas un réseau déphaseur à résistances série et condensateurs en parallèle (filtre passe-bas) est indispensable : dans le cas inverse (R parallèles et C série : filtre passe-haut) l'onde de sortie reste fortement distordue.

gain. Dans les montages actuels à transistors, ces réseaux peuvent présenter un certain intérêt du fait qu'ils permettent de travailler avec un plus faible gain, donc avec un taux de contre-réaction plus important. Le principe de ces réseaux consiste à faire croître l'impédance des cellules du filtre (toutes de même constante de temps) selon une loi logarithmique de raison n : on multiplie par n la valeur de la résistance et on divise par n celle du condensateur de la seconde cellule. Pour la troisième cellule, c'est par n^2 que sont multipliées les impédances, par n^3 pour la quatrième cellule, etc. Cela conduit aux schémas de la figure II-6. Dans

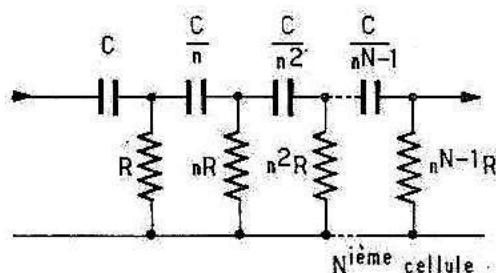


FIG. II-6.

le cas de la configuration à trois étages, on peut calculer la pulsation pour laquelle le déphasage est de 180° selon la relation :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC \sqrt{3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}}}$$

et l'atténuation :

$$K_{(\omega_0)} = \left(3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}\right) \cdot \left(3 + \frac{2}{n}\right) - 1$$

ce qui donne :

pour $n = 1$:

$$\omega_0 = 1/2,45 RC \text{ et } K_{(\omega_0)} = 29 \text{ (29,3 dB)}$$

pour $n = 2$:

$$\omega_0 = 1/2,06 RC \text{ et } K_{(\omega_0)} = 16 \text{ (24 dB)}$$

pour $n = 3$:

$$\omega_0 = 1/1,95 RC \text{ et } K_{(\omega_0)} = 12,8 \text{ (22 dB)}.$$

Pour les réseaux à nombre plus important de cellules, le calcul est trop complexe pour être développé ici.

Nous reproduisons, à la figure II-7, les schémas de trois réalisations pratiques. La première (a) est équipée d'un transistor à effet de champ T_1 fonctionnant à courant constant grâce au transistor bipolaire T_2 monté en série avec la source. Le réseau déphaseur est à quatre cellules. La fréquence d'accord est ajustée en jouant sur la valeur de la résistance R_1 et le gain en prélevant une fraction plus ou moins importante du signal de sortie au moyen du potentiomètre P_2 .

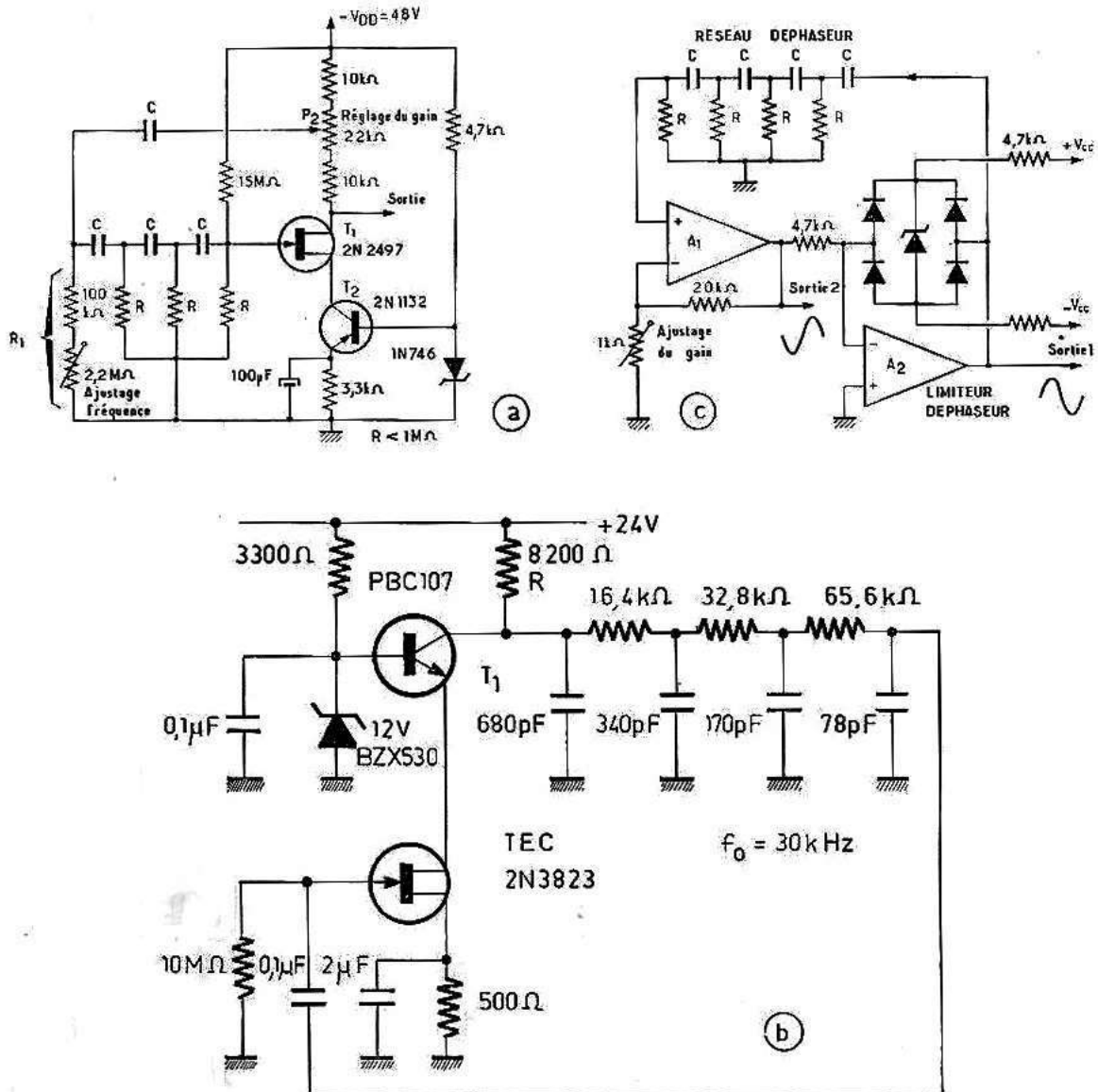


FIG. II-7.

Le second montage (b) met également en œuvre un transistor à effet de champ associé à un transistor bipolaire monté en source de courant. Cette association dont les caractéristiques sont comparables à celles d'un tube penthode présente l'avantage d'éviter les dérives en fréquences dues à l'effet Miller puisque le transistor à effet de champ fonctionne avec une tension de drain constante. Le réseau déphaseur est du type à impédance croissante avec $n = 2$.

Equippé d'amplificateurs opérationnels, le troisième montage mérite de retenir notre attention. Les fonctions de déphasage et d'écrtage du signal de sortie sont confiées à l'amplificateur opérationnel A_2 tandis que l'amplificateur A_1 apporte le gain sans introduire de déphasage. Cette disposition est très intéressante car le montage non-inverseur présente une impédance d'entrée très élevée ; cela permet de donner aux résistances R du réseau déphaseur une valeur aussi importante que $100\text{ M}\Omega$ si l'amplificateur retenu pour A_1 est à très faible courant de polarisation : amplificateur à entrée par transistors à effet de champ (2741 Amelco ou TL 080 Texas) ou transistors à super-gain (LM 108). Ainsi, avec des valeurs raisonnables de capacité, on peut « descendre » à des fréquences de l'ordre du centième de hertz ou même au millième de hertz avec un amplificateur A_1 du type « paramétrique » à entrée par varactors.

Si l'on observe la caractéristique transfert d'un circuit inverseur C.M.O.S. (fig. II-8a), on remarque que, polarisé au milieu de la partie ascendante de la courbe

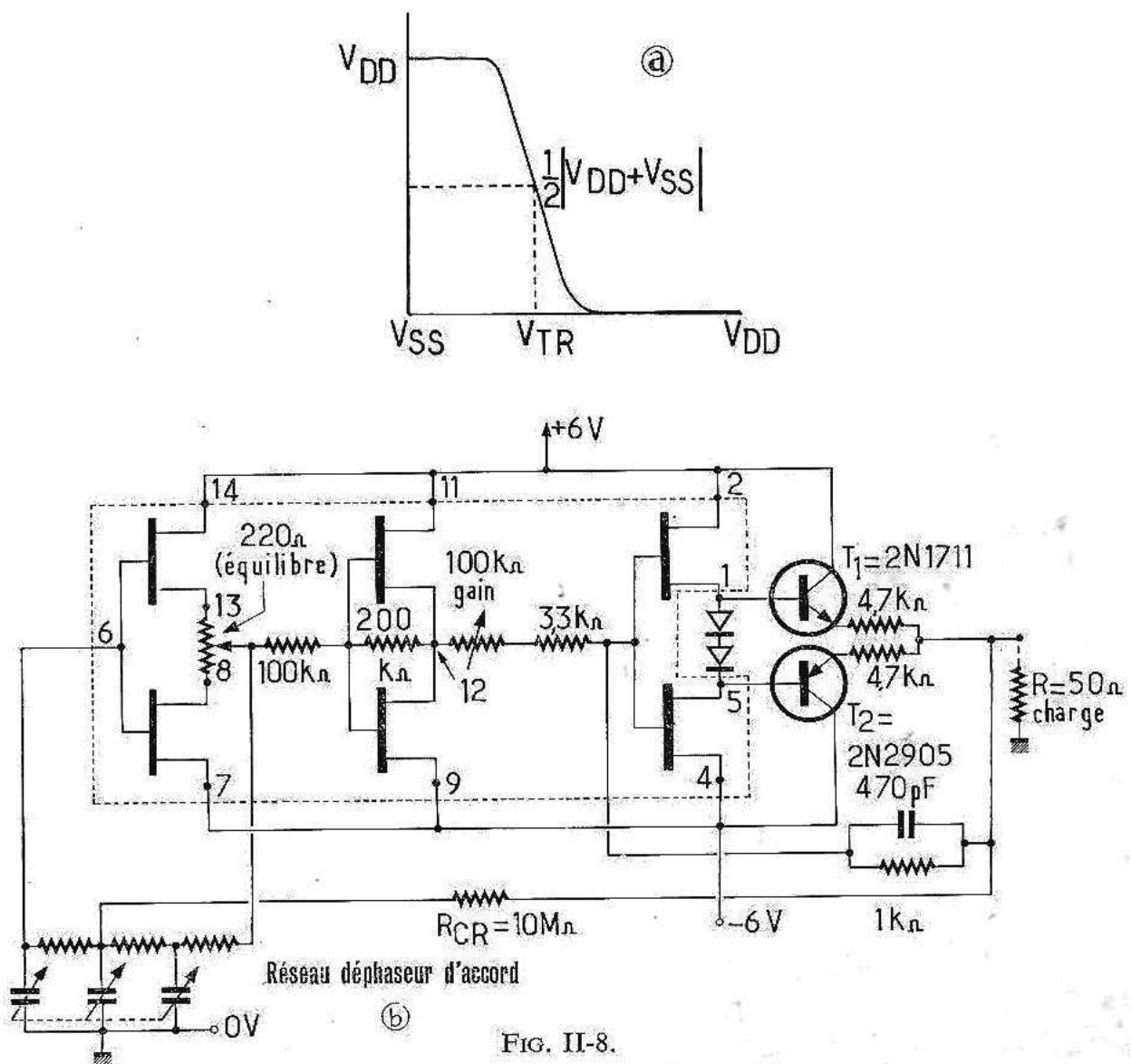


FIG. II-8.

$V_s = f(V_e)$ ce circuit présente un gain (négatif : il y a inversion de la phase) non négligeable. Cette propriété peut être mise à profit pour la réalisation d'oscillateurs à déphasage dans lequel la très haute impédance d'entrée des M.O.S. permet d'utiliser des valeurs élevées de résistances, pratiquement jusqu'à $10\text{ M}\Omega$. Nous reproduisons à la figure II-8b le schéma d'un petit générateur B.F. réalisé par l'auteur autour d'un triple inverseur C.M.O.S. CD 4007. On remarque que seul le premier inverseur est utilisé en oscillateur, le second joue le rôle d'étage tampon devant le troisième qui, associé aux diodes D_1 et D_2 et aux transistors complémentaires T_1 et T_2 constitue l'étage de puissance. Avec un condensateur triple de $3 \times 490\text{ pF}$ on parvient à couvrir aisément la gamme comprise entre 800 Hz ($R = 10\text{ M}\Omega$) et 200 kHz ($R = 3,9\text{ k}\Omega$). A noter que, pour obtenir une faible distorsion harmonique, une contre-réaction globale — résistance R_{cr} de $10\text{ M}\Omega$ entre la sortie de l'amplificateur et la seconde cellule du réseau déphaseur — a été prévue.

Oscillateur à pont de Wien (Wien bridge oscillator)

Les courbes de réponse en fréquence et en phase du montage de la figure II-9 a sont données, sur la même figure, en b et en c. On constate que pour la pulsation

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 \cdot C_1 C_2}}$$

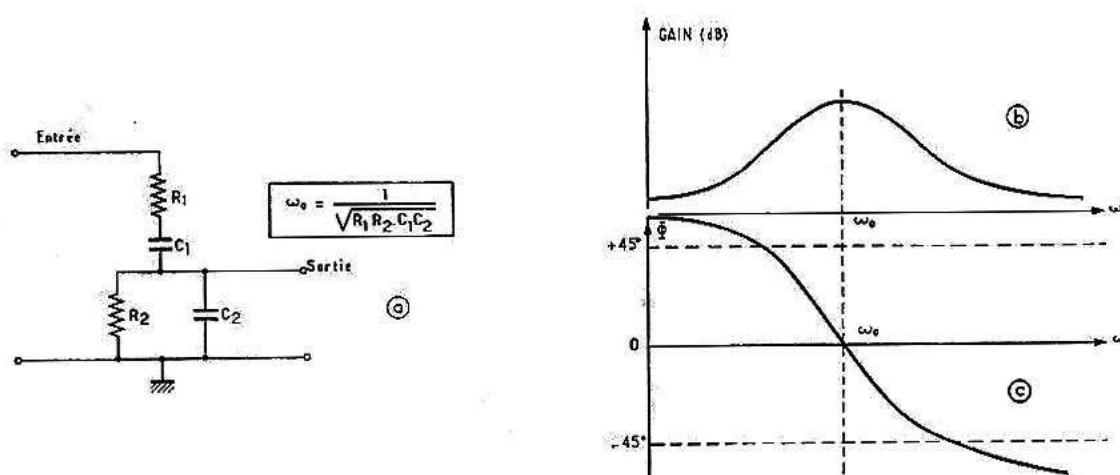


FIG. II-9.

la courbe de gain passe par un maximum, pas très prononcé, mais non négligeable, et que la courbe de phase passe par zéro. Il suffit donc, en principe, de reboucler sur lui-même, au moyen d'un tel réseau, un amplificateur non-inverseur de gain convenable pour qu'il y ait oscillation. Notons également que si $R_1 = R_2$ et $C_1 = C_2$, on a $\omega_0 = 1/RC$.

Dans la pratique, deux sortes de dispositifs sont utilisés :

1. — Celui de la figure II-10 *a* qui met en œuvre un amplificateur à deux transistors de manière à obtenir la rotation de phase correspondant, en fait, à une absence de déphasage. Le gain est ajusté en jouant sur la contre-réaction de courant du premier étage.

2. — Celui de la figure II-10 *b* dans lequel le réseau RC constitue une branche d'un pont dont l'autre branche est constituée par une résistance « normale » et un élément non-linéaire dont nous verrons le rôle un peu plus tard. L'amplificateur différentiel, dont le gain théorique devrait être infini, mesure le déséquilibre du pont qui, dans les conditions idéales, devrait être nul pour la fréquence f_0 . Dans la pratique, le gain de l'amplificateur bien que très grand est « fini », et le pont n'est pas parfaitement à l'équilibre (sinon il n'y aurait aucune tension aux bornes de l'amplificateur et le montage n'oscillerait pas). L'élément non-linéaire sert à maintenir le pont avec juste ce qu'il faut de déséquilibre pour que le montage oscille ; cet élément, généralement constitué par le filament d'une ou de deux lampes à incandescence montées en série, est placé dans la branche aperiodique du pont. Si l'on inverse les positions respectives de la résistance et de l'élément non-linéaire, ce dernier peut être une thermistance.

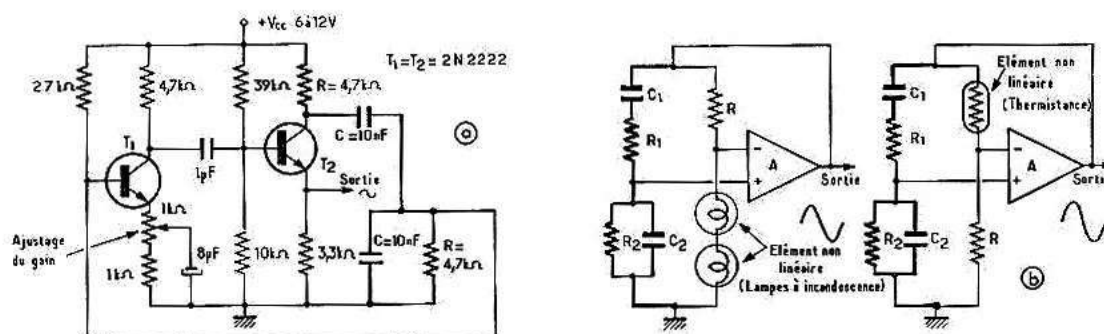


FIG. II-10.

Dans la pratique, différentes méthodes sont utilisées pour maintenir le montage juste un peu au-dessus de la limite de l'accrochage et avoir une tension de sortie constante quelle que soit la fréquence du signal fourni par l'oscillateur. Le dispositif le plus usité a longtemps été l'introduction d'un élément non-linéaire dans la boucle de contre-réaction : lampe à incandescence montée en série avec la cathode du premier tube ou l'émetteur du premier transistor de l'amplificateur ou thermistance montée en série avec la résistance de contre-réaction (schémas *a* et *b* de la figure II-11). Ce très efficace mode de régulation, qui donne satisfaction dans les générateurs dont la fréquence d'accord ne descend pas en dessous de 20 à 30 Hz, n'est pas recommandé dans les montages à très basse fréquence ; en effet, l'inertie thermique de l'élément régulateur n'étant plus assez importante, la valeur de ce dernier varie avec la valeur instantanée du signal de sortie, ce dont il résulte une distorsion non négligeable. Deux autres méthodes sont actuellement utilisées : une fraction de la tension de sortie est redressée et filtrée avec une constante de temps suffisante — qui est fonction de la fréquence la plus basse à fournir — et la tension continue ainsi obtenue est utilisée pour faire varier la résistance drain — source d'un transistor à effet de champ monté dans la boucle

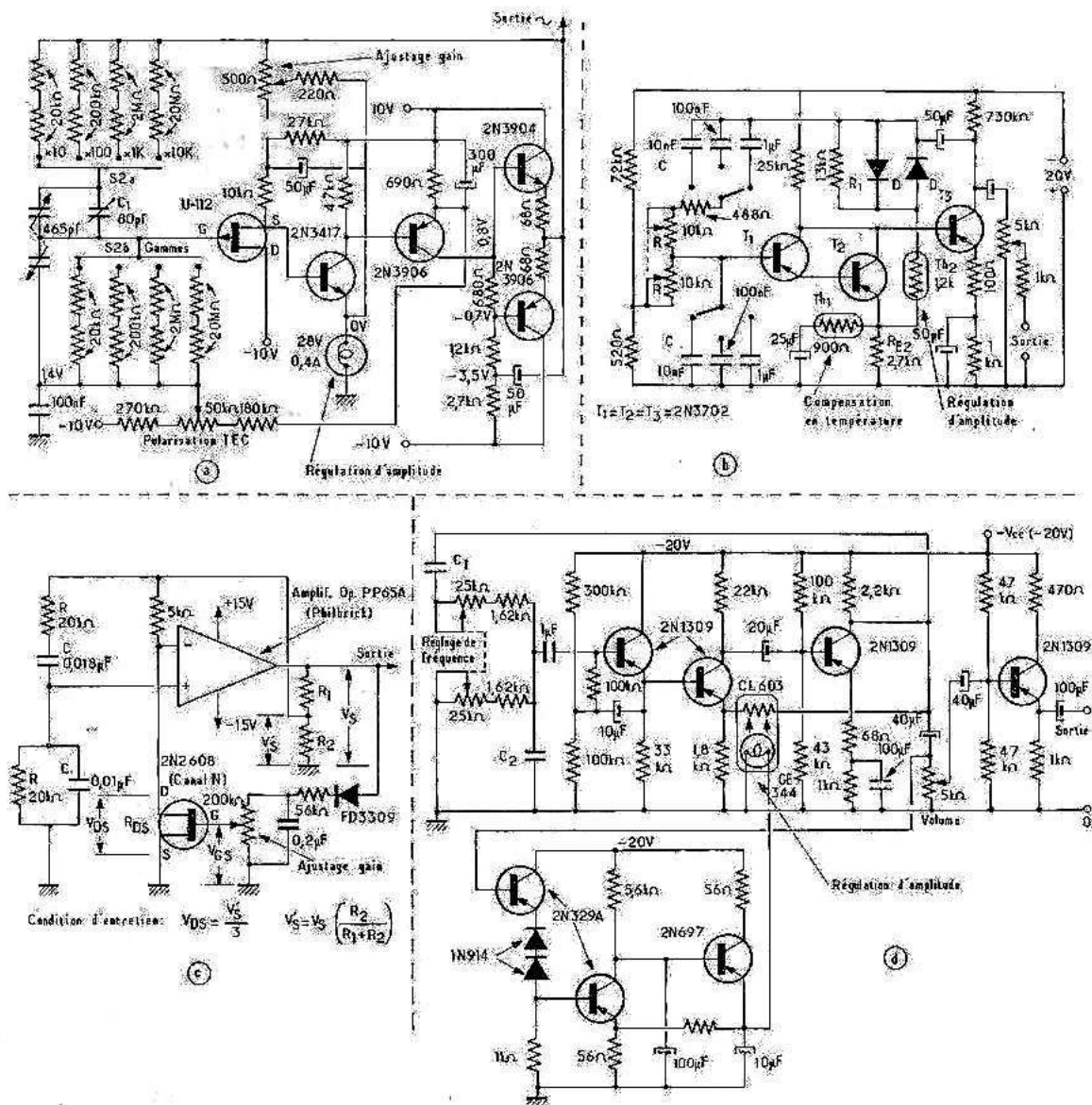


FIG. II-11.

de contre-réaction (fig. II-11 *a*) ou, après amplification, pour commander l'élément excitateur d'un coupleur optoélectronique dont l'élément photosensible est monté en série avec la contre-réaction (fig. II-11 *d*). Le mode de régulation par écrêtage est rarement utilisé dans les oscillateurs à pont de Wien du fait du faible pouvoir filtrant de ce réseau ; nous en donnons cependant un exemple à la figure II-11. Ces divers montages ne demandent guère de commentaires ; précisons cependant que c'est pour permettre l'emploi d'un dispositif d'accord à condensateur variable de faible valeur (donc des résistances de valeur relativement élevée) que certains d'entre eux utilisent dans le premier étage, un transistor à effet de champ.

Le pont de Wien se prête bien à la réalisation d'oscillateurs symétriques. La figure II-13 donne en *a* le schéma de principe et en *b* un montage pratique pour

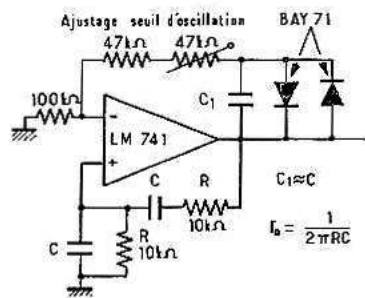


FIG. II-12.

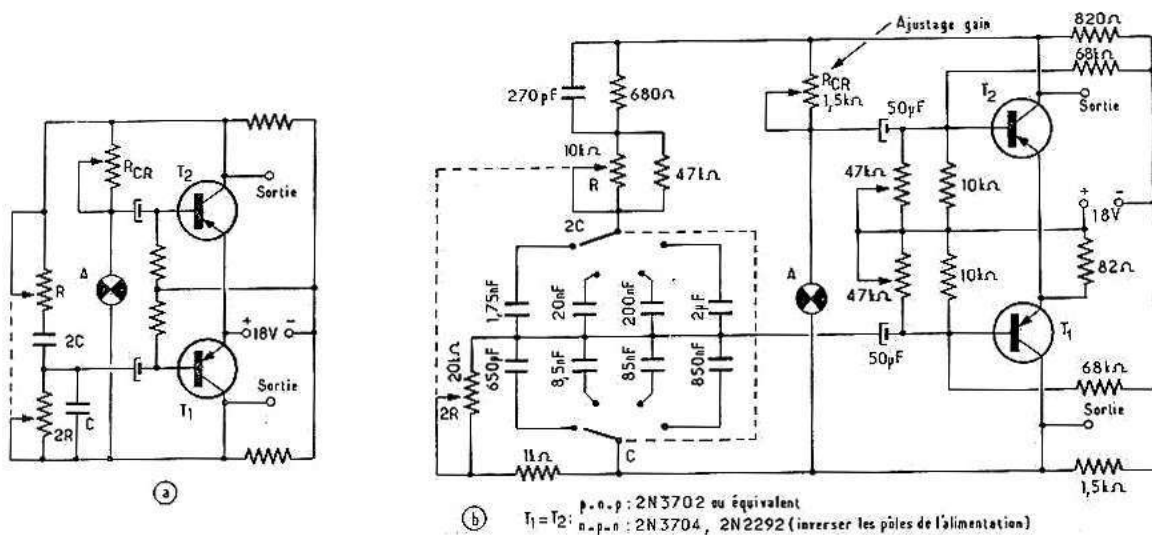


FIG. II-13.

un tel oscillateur. Comme dans l'oscillateur de la figure II-10 b, le transistor T_1 ne devrait théoriquement recevoir pour la fréquence d'accord du pont, aucun signal sur sa base ; le montage ne pourrait alors entrer en oscillation. Il est donc nécessaire d'admettre un léger déséquilibre. C'est la lampe à incandescence A montée en série avec la résistance ajustable R_{CR} qui permet de maintenir un déséquilibre juste suffisant pour entretenir l'oscillation. Pour commander le transistor T_1 avec une impédance assez faible, on a été amené à multiplier par deux la valeur du condensateur de la branche série du pont de Wien ainsi que la résistance de la branche parallèle ; la fréquence d'accord est alors donnée par la relation :

$$f_0 = 1/4 \pi RC.$$

Oscillateurs à réseaux en double T ou en T ponté (Twin Tee et Bridged Tee Oscillators)

Il existe des réseaux de résistances et capacités dont la courbe de transfert présente une très forte atténuation pour la fréquence d'accord f_0 . Théoriquement, même pour un réseau parfait, l'atténuation devrait être infinie. Ce réseau est le

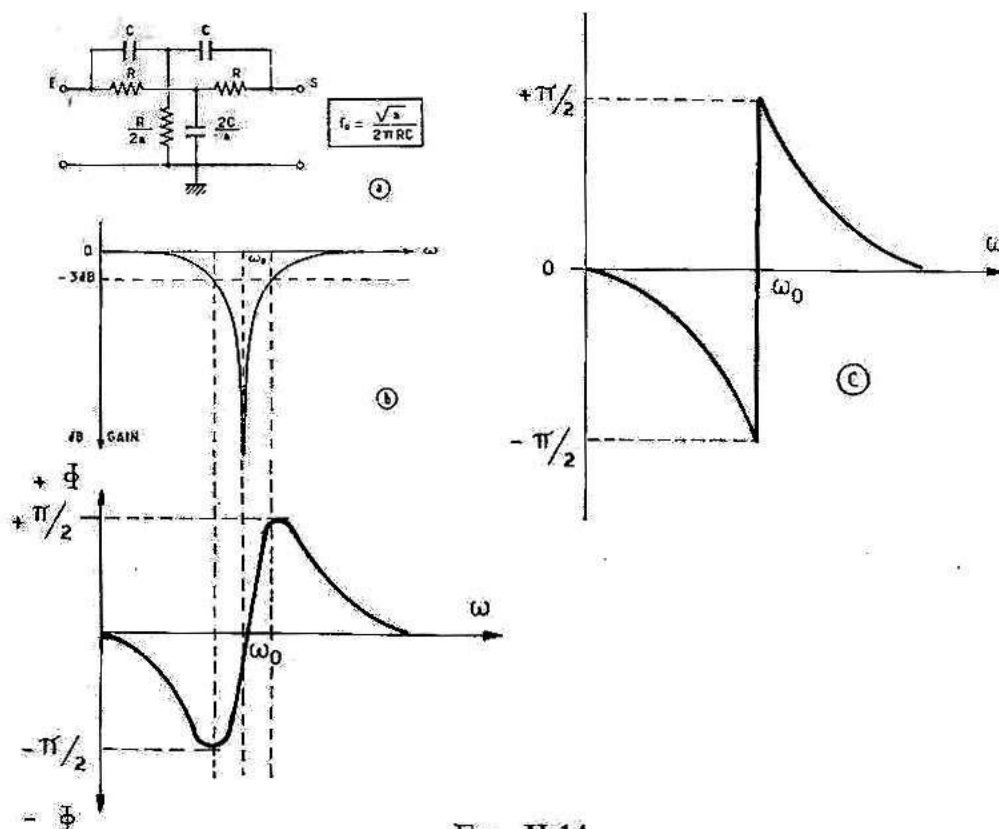


FIG. II-14.

double T dont le schéma est donné en *a* de la figure II-14 et dont on trouvera la courbe de réponse en fréquence en *b* et celle en phase en *c*. Dans le cas général, la fréquence pour l'atténuation maximale est donnée par la relation :

$$f_0 = \frac{\sqrt{n}}{2\pi \cdot RC}$$

mais comme, le plus souvent, on donne à *n* la valeur 1 la relation devient :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$$

La fonction de transfert du réseau est donnée par la relation :

$$T = \frac{U_s}{U_E} = \frac{1 - R^2 C^2 \omega^2}{1 - R^2 C^2 \omega^2 + 4jRC\omega}$$

et le déphasage :

$$\text{tg } \Phi = \frac{4RC\omega}{1 - R^2 C^2 \omega^2}$$

Pour un réseau parfaitement équilibré et non chargé la courbe de déphasage en fonction de la fréquence serait donc celle de la figure II-14 *c*.

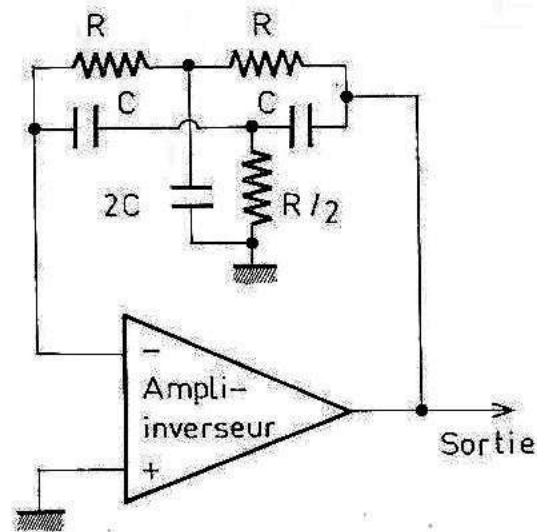


FIG. II-15

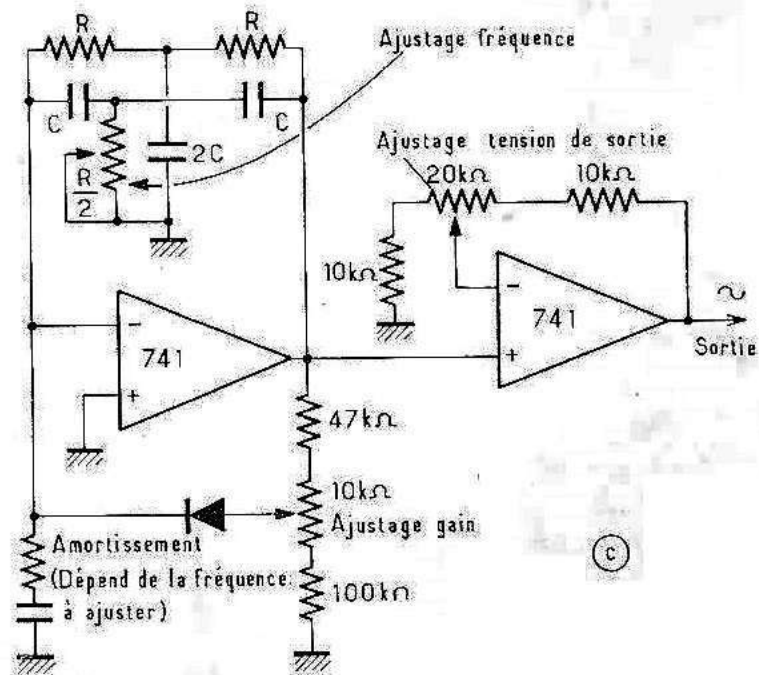
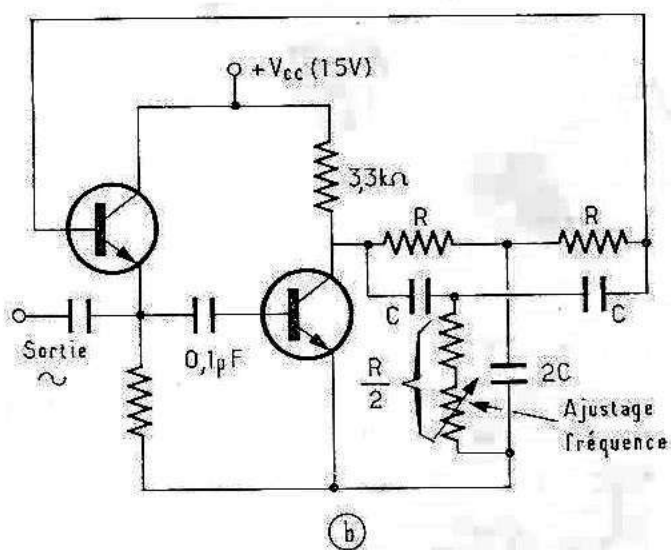
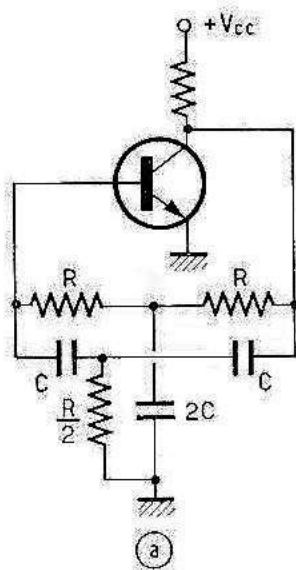


FIG. II-16.

Darlington ou amplificateur opérationnel monté en non-inverseur (fig. II-16 *b* et *c*).

Les réseaux en T ponté schématisés à la figure II-17 présentent, bien que très atténués, les mêmes caractéristiques que le double T. Les relations qui permettent de calculer la fréquence sont pour la figure *a*

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$$

L'explication théorique du fonctionnement des oscillateurs mettant en œuvre ce type de réseau est assez complexe. C'est sans doute la raison pour laquelle les différents auteurs que nous avons consultés se montrent d'une grande discrétion à son sujet. Nous imiterons donc leur prudente réserve et nous nous bornerons à donner à la figure II-15 le schéma de principe de ce montage. La sortie s'effectuant à haute impédance, il est recommandé d'isoler l'oscillateur proprement dit de la charge au moyen d'un étage à très haute impédance d'entrée : collecteur commun, avec $R = \sqrt{R_1 R_2}$, et pour la figure *b*, la même relation mais avec $C = \sqrt{C_1 \cdot C_2}$. Pour $C_2 = 10 C_1$, on a :

$$f_0 = \frac{1}{2 RC_2}$$

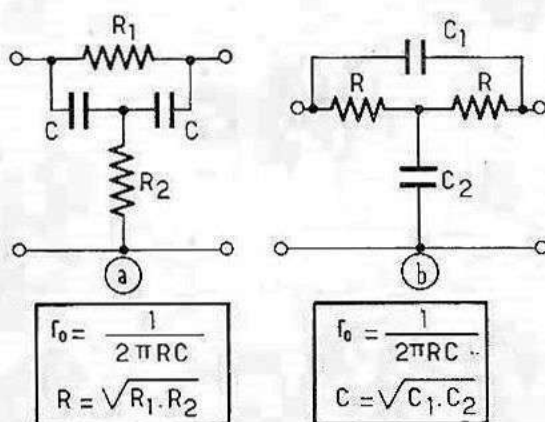


FIG. II-17.

Ces réseaux peuvent être utilisés pour réaliser des oscillateurs analogues à ceux mettant en œuvre des doubles T et nous en donnons deux versions à la figure II-18. Le second *b* mérite de retenir un instant notre attention, car c'est un générateur à points fixes dont les deux commutateurs S_1 (rotatif) et S_2 à S_5 (à boutons poussoirs) permettent de sélectionner les fréquences. S_1 commute les condensateurs selon une progression géométrique à base 10, tandis que les résistances dont la progression est à base 2 sont commutées par les poussoirs S_2 à S_5 , ce qui fait qu'en enfonçant simultanément deux ou plusieurs poussoirs on peut obtenir les fréquences intermédiaires : par exemple, si nous enfonçons simultanément les poussoirs 10, 20 et 40, nous obtiendrons 70 Hz pour la position $\times 1$ de

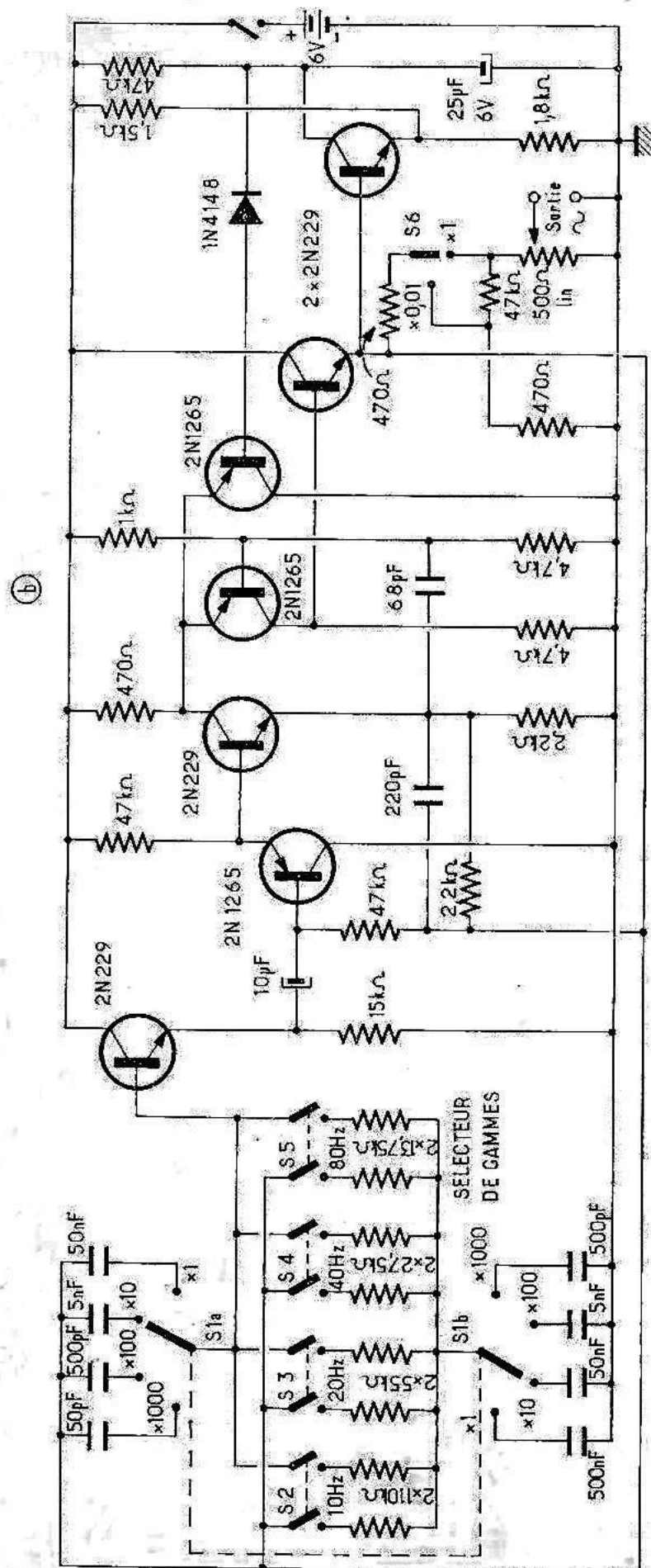


FIG. II-18*b*.

Autres types d'oscillateurs

Moins classique que les montages précédents, l'oscillateur symétrique de la figure II-19 est en fait une sorte de multivibrateur non saturé, dont on a rendu les

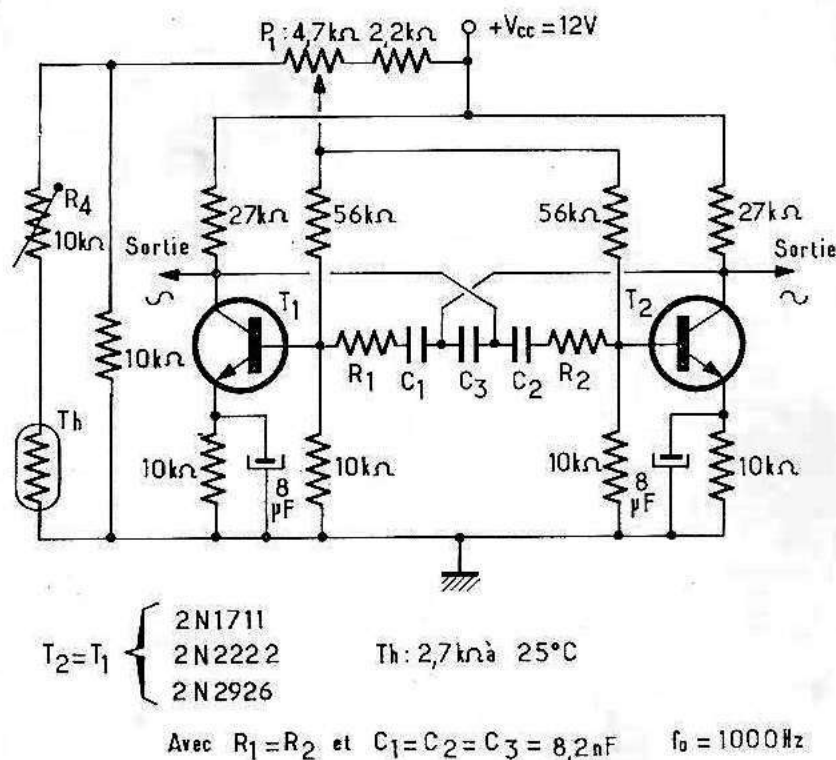


FIG. II-19.

tensions de sorties sinusoïdales par l'adjonction de trois composants : les résistances R_1 et R_2 de valeur élevée montées en série avec les condensateurs de rétrocouplage C_1 et C_2 , ainsi que le condensateur $C_3 = C_1 = C_2$ qui établit une contre-réaction sur l'étage dont le transistor est « actif ». La constante de temps $R_1 C_1 = R_2 C_2$ est calculée de telle manière que, en multivibrateur normal (c'est-à-dire en l'absence de C_3 et les résistances de polarisation de base des transistors ramenées au $+V_{cc}$), le montage oscille sur une fréquence légèrement inférieure à celle désirée en onde sinusoïdale. C'est en agissant sur la tension d'alimentation des bases des transistors — au moyen du potentiomètre P_1 — que la fréquence du signal de sortie est ajustée. Une stabilisation en température par thermistance (T_h) est prévue. Son action peut être réglée au moyen de la résistance ajustable R_4 . Le principal intérêt de ce montage réside dans le fait qu'il fournit un signal symétrique par rapport à la masse.

Par contre, pour obtenir une onde parfaitement sinusoïdale, il est nécessaire que les composants des deux sections du montage (transistors, résistances, condensateurs) soient très bien appariés.

Un schéma assez récent de réseau RC est le double T dont la figure II-20 donne le schéma. Au premier regard, il semble ne différer du double T classique

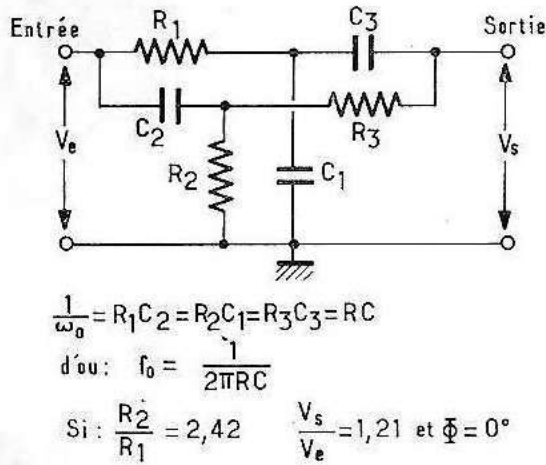


FIG. II-20.

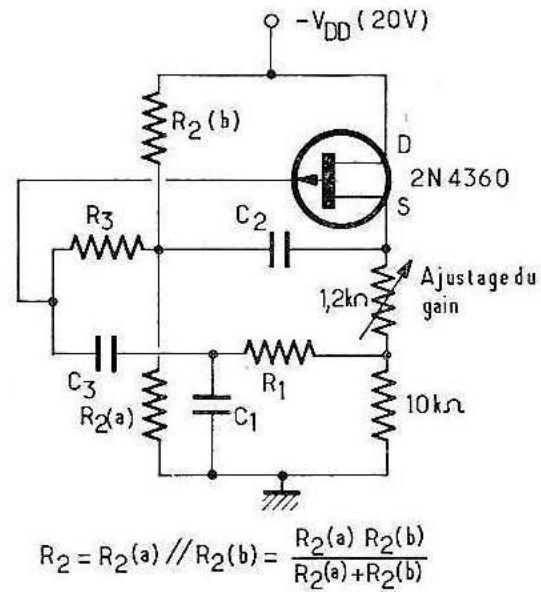


FIG. II-21.

que par l'intervention d'une résistance et d'un condensateur dans les branches horizontales des T. Mais c'est là le petit détail qui change tout :

— Contrairement au double T classique, celui-ci ne constitue pas un filtre coupe-bande *mais un passe-bande*.

— Pour la fréquence d'accord f_0 , non seulement l'atténuation est très faible, mais dans certaines conditions il peut y avoir surtension, c'est-à-dire que la tension de sortie est *supérieure* à celle d'entrée.

Cette condition optimale est réalisée si l'on a :

$$R_1 C_2 = R_2 C_1 = R_3 C_3 = \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (1)$$

$$\text{et } R_2/R_1 = 2,42 \quad (2)$$

Si la sortie n'est pas chargée, le gain $e_{\text{sortie}}/e_{\text{entree}}$ est alors égal à 1,21 et le déphasage nul. Toutes les conditions sont donc réunies pour réaliser un oscillateur. Comme on ne peut pas prétendre réaliser un oscillateur sans apport de puissance, c'est un transistor à effet de champ monté en drain commun, c'est-à-dire en transformateur d'impédance sans gain de tension, qui permet d'effectuer le rétro-couplage de la sortie vers l'entrée selon le montage de la figure II-21. Il faut bien polariser la grille du T.E.C., aussi est-on obligé de « dédoubler » la résistance R_2 dont les deux « moitiés » R_{2a} et R_{2b} sont en fait, du point de vue alternatif, montées en parallèle à travers la source d'alimentation. Les résistances du montage pouvant sans inconvénient avoir des valeurs aussi élevées que 22 MΩ, ce montage présente l'avantage de permettre l'obtention de très basses fréquences avec des valeurs de capacité raisonnables. Nous reproduisons à la figure II-22 un abaque permettant, avec les valeurs de résistances qui figurent dans le tableau joint, de

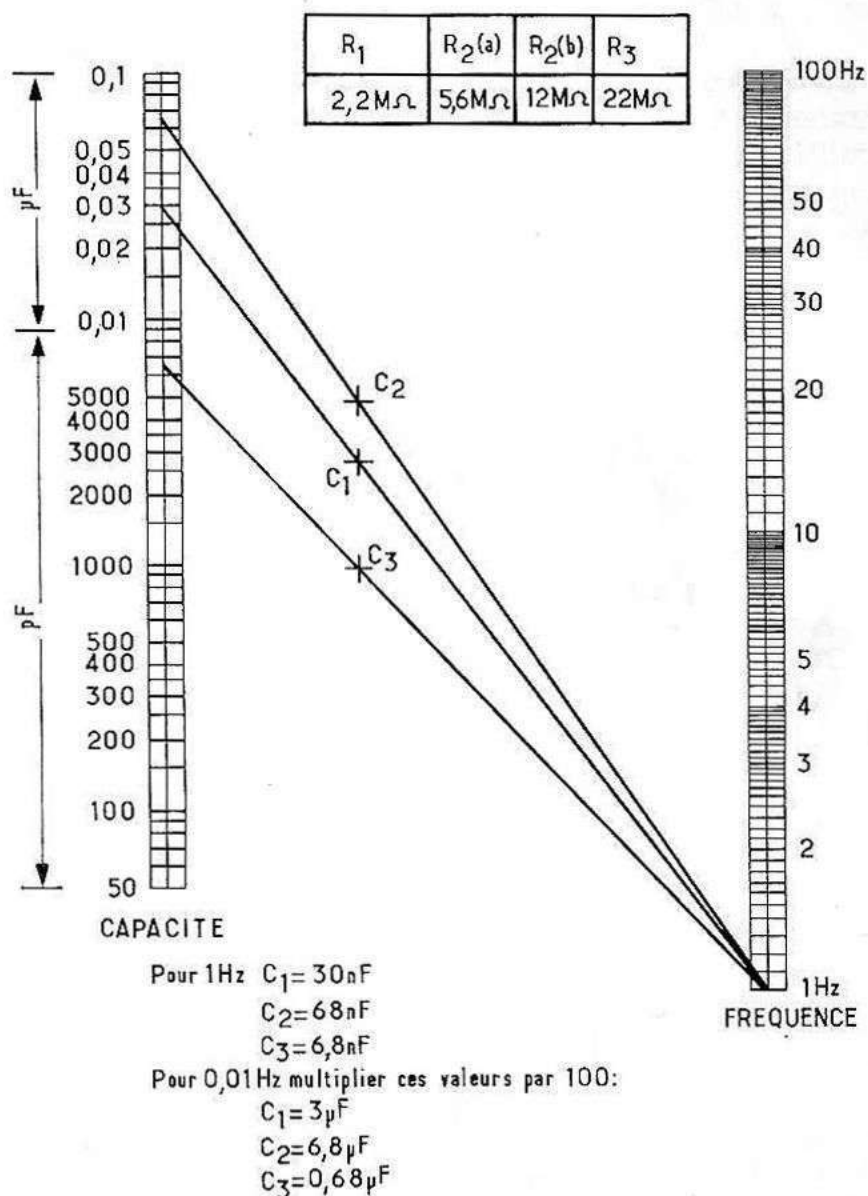


FIG. II-22.

déterminer par simple alignement les valeurs des condensateurs pour la gamme de 1 à 100 Hz. Cet abaque est « extensible », car pour extrapoler il suffit de multiplier les valeurs de capacité trouvées, pour une fréquence dix ou cent fois plus élevée, par le rapport inverse des fréquences. Si, par exemple, nous désirons faire osciller le montage sur 0,01 Hz, nous déterminons avec l'abaque les valeurs des condensateurs pour 1 Hz et multiplions les valeurs trouvées par cent ce qui nous donne :

$$C_1 = 3 \quad \mu\text{F},$$

$$C_2 = 6,8 \quad \mu\text{F},$$

et $C_3 = 0,68 \quad \mu\text{F}.$

Les oscillateurs polyphasés

Soit un amplificateur à n étages identiques (trois par exemple) à couplage par condensateurs et résistances (fig. II-23 a). La résistance R équivalente à la mise en parallèle des résistances de polarisation de base du transistor T_1 suivant R_1 - R_2 et de la résistance d'entrée du transistor T_2 constitue, avec le condensateur de liaison C , un circuit déphaseur dont le déphasage (avant) vient se soustraire de celui, égal à 180° , introduit par le transistor T_1 (fig. II-23 b). Si nous rebouclons cet amplificateur sur lui-même, il oscillera spontanément sur la fréquence f_0 pour laquelle la somme des déphasages introduits par chaque étage sera égale

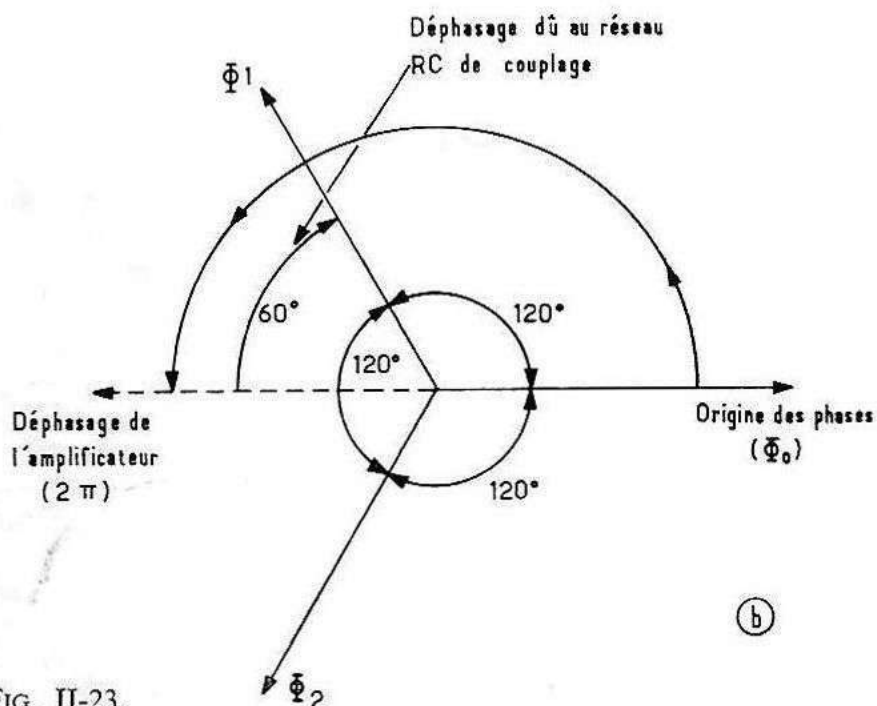
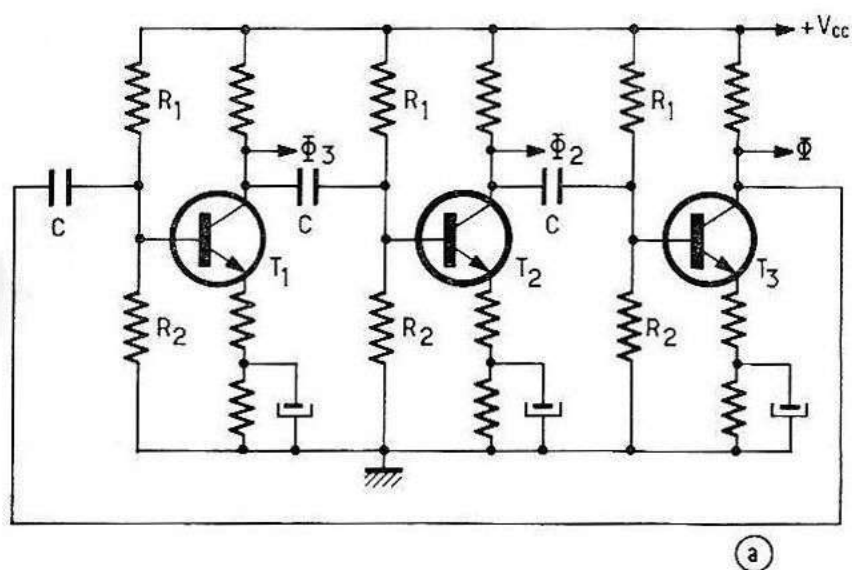


FIG. II-23.

à 360° . Dans notre exemple à trois étages, la fréquence d'oscillation sera celle pour laquelle chaque étage déphasera de $360^\circ/3 = 120^\circ = 180^\circ - 60^\circ$. Si le gain de chaque étage compense exactement l'atténuation produite par le réseau déphaseur à la fréquence f_0 (condition générale d'oscillation), nous aurons réalisé un oscillateur triphasé.

Ce principe, qui n'est autre que celui de l'oscillateur à déphasage monophasé étudié plus haut, est applicable à n'importe quel nombre de phases égal ou supérieur à deux.

Dans le cas de l'oscillateur sinus-cosinus, on aura deux étages déphasant chacun de $\pi/2$ (90°), ce qui fait au total 180° et il faudra donc un étage inverseur supplémentaire pour pouvoir réinjecter le signal de sortie en phase sur l'entrée. Cet étage procurant un gain supplémentaire, il faut en tenir compte dans le calcul du gain des étages déphaseurs. On peut également prélever seulement une partie du signal de sortie du troisième étage aux bornes d'un diviseur résistif, lequel sera lui-même auto-régulateur (par lampe à incandescence, coupleur optoélectronique, thermistance, ou T.E.C. comme dans les montages décrits précédemment). La figure II-24 donne le schéma de principe d'un tel montage.

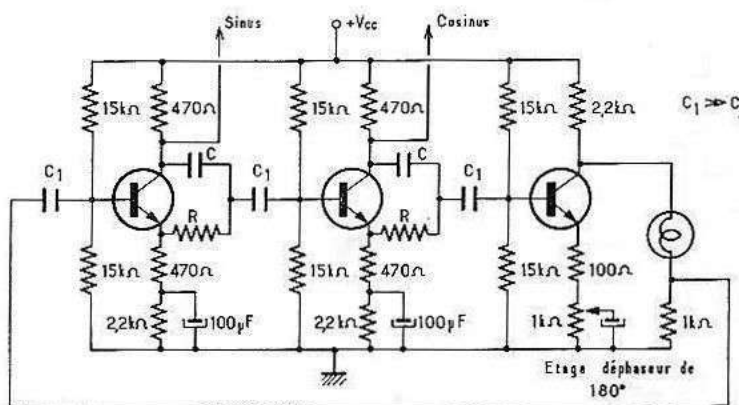


FIG. II-24.

En pratique, depuis que les amplificateurs opérationnels sont devenus des composants bon marché, on préfère réaliser les oscillateurs polyphasés au moyen d'étages intégrateurs équipés de ces circuits.

Nous donnons, à la figure II-25 *a*, le schéma d'un oscillateur triphasé réalisé par le montage en boucle de trois intégrateurs à amplificateurs opérationnels dont la fréquence d'oscillation est donnée par la relation :

$$f_0 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left(\frac{1}{2\pi \cdot RC} \right) = \frac{\sqrt{3}}{4\pi \cdot RC}.$$

Le second montage *b* est un oscillateur sinus-cosinus n'utilisant que deux amplificateurs opérationnels ; en effet, la présence dans ces amplificateurs d'une

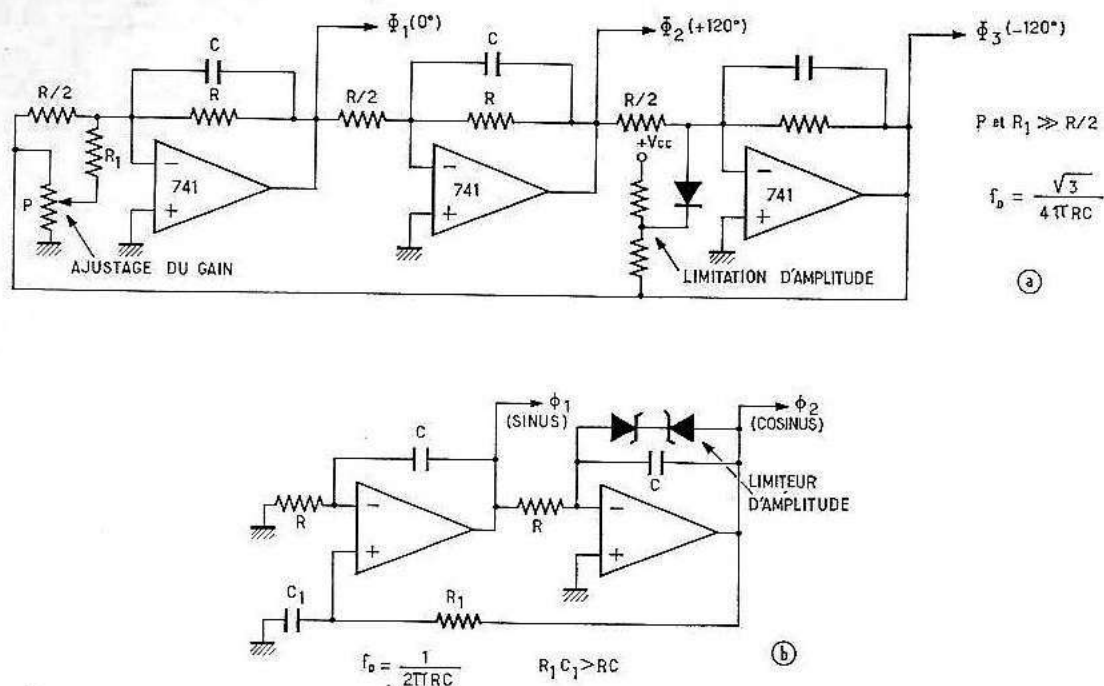


FIG. II-25.

entrée non-inverseuse permet de trouver le déphasage supplémentaire de 180° , sans avoir recours à un étage auxiliaire. Le circuit de rétro-couplage est constitué par un circuit $R_1 C_1$ de constante de temps légèrement supérieure à RC de manière à faciliter le démarrage de l'oscillation.

La fréquence d'oscillation est donnée par la relation que nous commençons à bien connaître :

$$f_0 = 1/2 \pi RC.$$

Dans ces deux montages, la limitation d'amplitude est obtenue par le moyen bien classique d'écrtage sur l'un des étages de l'oscillateur.

Accord électronique des oscillateurs

Dans certaines applications, il est intéressant d'asservir, à une tension, la fréquence du signal délivré par un oscillateur (conversion tension-fréquence, enregistrement très basse fréquence sur bande magnétique en modulation de fréquence, boucles à verrouillage de phase (phase-lock) etc.). L'apparition des transistors à effet de champ dont la résistance drain-source peut être modulée au moyen d'une tension continue appliquée à la grille permet d'effectuer simplement cette modulation.

La variation de la résistance drain-source R_{DS} en fonction de la tension grille-source est donnée par la relation :

$$R_{DS} = \frac{1}{1 - k V_{GS}}$$

dans la partie purement résistive de la caractéristique du T.E.C. Dans cette relation R_{DS} est la résistance drain-source, V_{GS} la tension appliquée entre grille et source et k un coefficient propre au T.E.C.

La variation de résistance étant inversement proportionnelle à la tension grille-source V_{GS} , la fréquence étant de son côté inversement proportionnelle à la résistance drain-source, elle est donc *directement* proportionnelle à la tension de

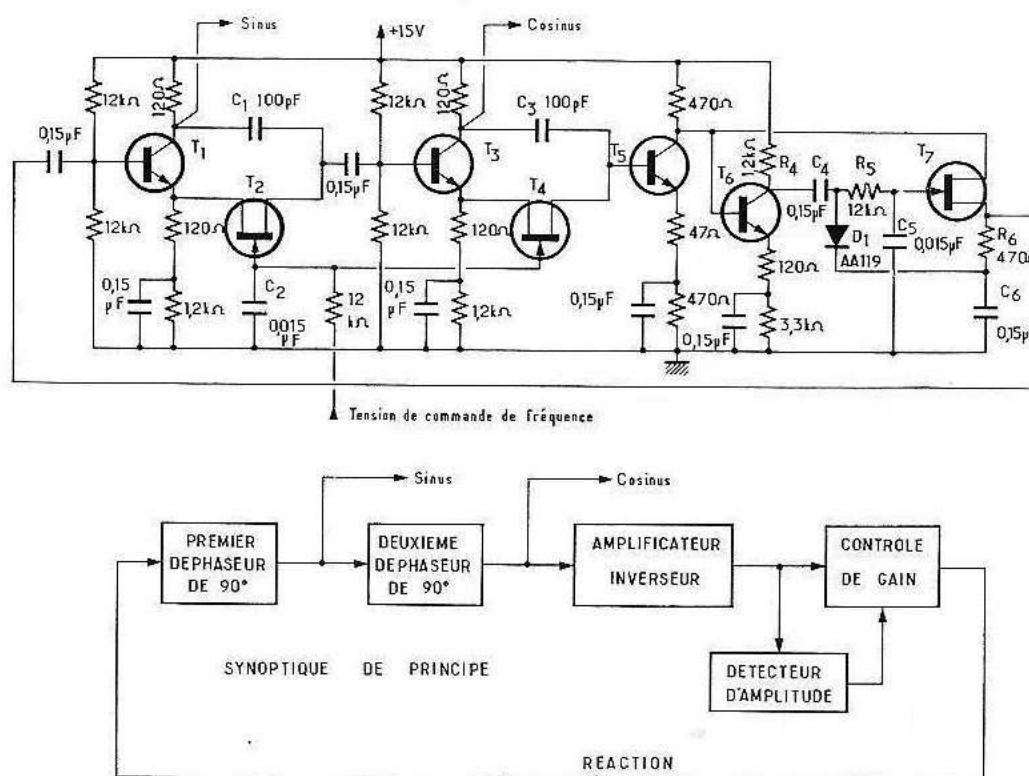


FIG. II-26.

commande. Ce procédé de commande est applicable à tous les montages à condition que les sources de tous les transistors à effet de champ soient au même potentiel, ce qui est réalisable grâce à des dispositions particulières de construction. A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure II-26 le schéma d'un oscillateur sinus-cosinus à variation linéaire de fréquence par transistors à effet de champ. La régulation en amplitude du signal de sortie est également obtenue au moyen d'un pont de contre-réaction constitué par la résistance R_6 et la résistance drain-source du transistor à effet de champ T_7 , dont la grille est commandée par la tension continue obtenue par redressement de la tension de sortie de l'étage déphaseur, au moyen de la diode D_1 .

Avec les valeurs du schéma, la fréquence du signal de sortie varie linéairement de 500 kHz à 5 MHz pour une variation de la tension de commande appliquée aux grilles des T.E.C. comprise entre 4,8 et 7,2 V.

Il peut être également intéressant d'asservir la fréquence du signal, délivré par un oscillateur, à une grandeur lumineuse. Il suffit alors de remplacer les résistances R d'un oscillateur RC par des cellules photorésistantes soigneusement

appariées (cellule différentielle de faible surface par exemple) pour obtenir le résultat souhaité. Ici également la fréquence est directement proportionnelle à l'éclairement. La figure II-27 donne un exemple d'un tel montage.

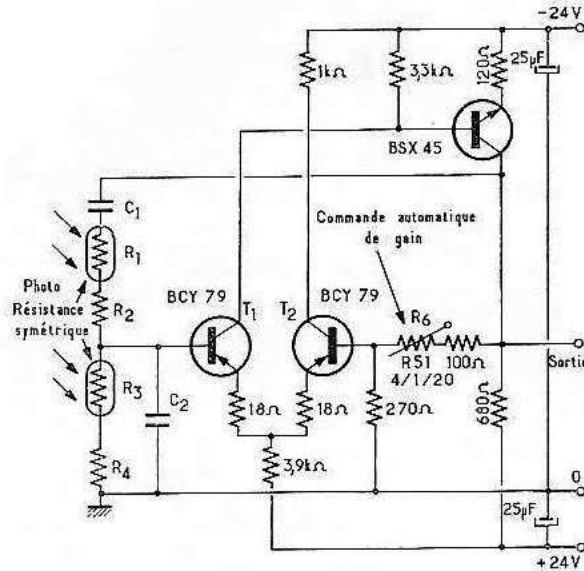


FIG. II-27.

Comparaison des différents types d'oscillateurs

Devant une telle profusion de montages, le lecteur sera sans doute désireux de savoir lequel choisir dans tel ou tel cas particulier. Aussi nous semble-t-il utile de comparer, ne serait-ce que très sommairement, leurs qualités et inconvénients respectifs.

Les montages simples à déphasage offrent pour principal intérêt d'être économiques, puisqu'ils ne nécessitent qu'un minimum de composants. De plus, la fréquence pouvant être ajustée en agissant sur une seule résistance, ils n'ont pas besoin d'employer, dans le réseau déphaseur, des composants de haute précision. Le dispositif de limitation d'amplitude par diode permet d'obtenir un signal d'amplitude assez stable ; par contre, la fréquence est affectée par les différents paramètres (tension d'alimentation, température, charge, etc.). On utilisera donc ces montages de préférence dans les dispositifs n'exigeant pas une haute stabilité en fréquence. On a vu cependant qu'il est possible de remédier à ces inconvénients par l'emploi de différents artifices, mais le montage perd alors ses qualités d'économie.

L'oscillateur à deux amplificateurs opérationnels de la figure II-7c est celui qui permet de descendre le plus bas en fréquence, mais il est relativement onéreux (1).

(1) Ceci est beaucoup moins vrai au jour où nous rééditons cet ouvrage (1979) car on trouve des amplificateurs opérationnels doubles pour moins de 5 F.

De très basses fréquences peuvent également être obtenues, beaucoup plus économiquement, au moyen du montage à double T passe-bande et transistor à effet de champ de la figure II-21 avec une assez bonne stabilité, mais aucune régulation en amplitude n'étant prévue, il est nécessaire de l'alimenter avec une tension régulée et de le coupler à travers un étage tampon pour éviter l'influence de la charge.

La meilleure stabilité en fréquence est obtenue avec l'oscillateur en double T classique (réseau coupe-bande), mais ce montage présente l'inconvénient d'exiger, pour fonctionner dans les conditions optimales, des composants appariés à mieux que 1 %.

Tous ces oscillateurs ne sont pratiquement utilisables que pour des montages à fréquence fixe ou, à la rigueur, à points fixes, la variation progressive de la fréquence d'accord dans une plage importante étant assez difficile à obtenir.

Pour la réalisation de générateurs à large bande, l'oscillateur universellement utilisé (ou presque) est le pont de Wien qui peut aussi bien être accordé avec un condensateur variable normalisé de 2×490 pF (isolé de la masse cependant : attention aux capacités parasites) ou avec un potentiomètre double. Les divers dispositifs de stabilisation en amplitude permettent d'avoir d'un bout à l'autre de la gamme une remarquable stabilité en amplitude (avec cependant une certaine constante de temps, d'autant plus grande que l'oscillateur descend bas en fréquence). Le défaut de ce montage est de ne pas fournir une onde pure aux très basses fréquences à cause de la constante de temps relativement faible de l'élément régulateur d'amplitude : 10 Hz est la limite inférieure la plus courante. Du côté des fréquences élevées, il est rare que l'on puisse dépasser 500 kHz.

Pour l'obtention de fréquences élevées pouvant atteindre plusieurs mégahertz le plus intéressant est l'oscillateur à déphasage à résistances en série et condensateurs en parallèle qui peut aisément être accordé au moyen d'un condensateur variable classique de 3×490 pF avec rotor à la masse ; mais nous avons vu que ce montage « descend » très mal en fréquence. On en réservera donc l'emploi aux oscillateurs « vidéo » couvrant de quelques centaines de hertz à plusieurs mégahertz.

Il est une autre méthode pour obtenir un signal sinusoïdal avec un montage accordé par résistance et capacité : c'est le générateur de fonctions constitué par un générateur de signaux triangulaires symétriques qui sont mis en forme au moyen de réseaux à résistances et diodes. Mais comme dit le poète, c'est une autre histoire et nous en entretiendrons les lecteurs dans un chapitre à venir.

Abaque pour la détermination rapide des éléments d'un oscillateur à résistances et capacités

Nous avons remarqué tout au long de ce chapitre que la relation $f_0 = 1/2\pi RC$ se retrouve, parfois affectée d'un certain coefficient, dans la formule de la plupart des oscillateurs RC. C'est pour faciliter l'établissement des réseaux déphaseurs que nous reproduisons, à la figure II-28 un abaque permettant par simple alignement de points (au moyen d'une règle transparente par exemple) de déterminer, à partir de deux données, la troisième : par exemple la fréquence et la résistance R étant données, déterminer la valeur de C. Nous pensons que le lecteur connaît le

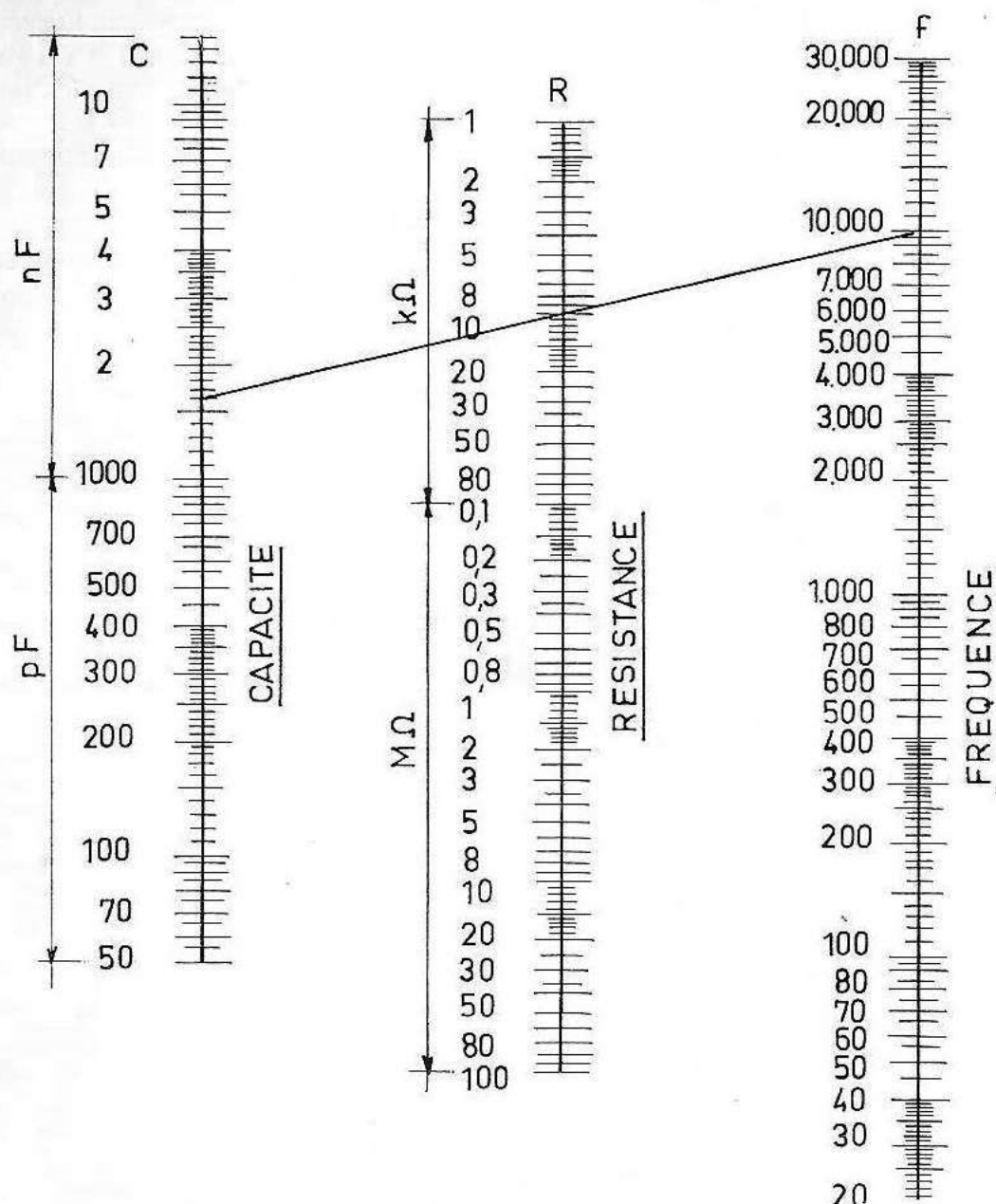


FIG. II-28a.

manement de ce type d'abaque et nous ne croyons pas nécessaire de l'expliquer ici. Comme celui de la figure II-22, cet abaque ne couvre pas la totalité du spectre, mais il est facile d'extrapoler en multipliant la valeur du condensateur ou de la résistance trouvée pour une fréquence dix, cent ou même mille fois plus faible ou plus grande que celle recherchée, par l'inverse du rapport des fréquences. Soit, par exemple, à trouver la valeur de C à associer avec $10\text{ k}\Omega$ pour osciller sur 1 MHz . Nous cherchons au moyen de l'abaque quel condensateur il faut pour une fréquence cent fois plus faible (10 kHz) et nous trouvons $1,6\text{ nF}$. En multipliant cette valeur par l'inverse du rapport des fréquences, soit $0,01$, nous trouvons $0,016\text{ nF} = 16\text{ pF}$.

SCHEMA DU PONT DEPHASEUR							OSCILLATEUR TRIPHASE
ω_0	$\omega_0 = \frac{2,45}{RC} = \frac{1}{0,408RC}$	$\omega_0 = \frac{1}{2,45RC}$	$\omega_0 = \frac{0,837}{RC} = \frac{1}{1,19RC}$	$\omega_0 = \frac{1}{RC}$	$\omega_0 = \frac{1}{RC}$	$\omega_0 = \frac{1}{2,89RC}$	$\omega_0 = \frac{\sqrt{3}}{2} \left(\frac{1}{RC} \right)$ $= \frac{1}{(2/\sqrt{3})RC}$ $= \frac{1}{1,154RC}$
MULTIPLIER R ou C PAR:	2,45	0,408	0,837	1	1	0,346	0,577

FIG. II-28b.

Pour permettre l'emploi de l'abaque dans le cas où le facteur $2\pi RC$ est affecté d'un certain coefficient (cas de l'oscillateur à déphasage par exemple), nous résumons dans le tableau II-28 b les principaux réseaux déphaseurs utilisés dans les oscillateurs, avec la formule donnant leur pulsation (pour nous affranchir du facteur 2π) ainsi que le coefficient par lequel il faudra multiplier la valeur de R ou de C donnée par l'abaque pour ce type d'oscillateur. Par exemple, dans l'oscillateur à déphasage à quatre cellules, pour une fréquence de 10 kHz, avec des condensateurs de 1,6 nF, l'abaque donne une résistance de 10 kΩ. Nous multiplions ce résultat par 0,837 pour avoir la valeur de résistance recherchée : soit 8,37 kΩ. Ce n'est pas plus difficile que cela.

CHAPITRE III

OSCILLATEURS L. C. A RÉACTION

Nous précisons ici oscillateurs à *réaction* car nous verrons dans un chapitre ultérieur qu'il est également possible d'obtenir une oscillation en désamortissant un circuit oscillant parallèle par l'emploi d'un élément présentant dans sa courbe caractéristique une zone à résistance négative.

Principaux types d'oscillateurs L C à réaction

Nous rappelons à la figure III-1 le schéma général de principe de tout oscillateur à réaction. Inutile d'en refaire la théorie ni de rappeler les conditions générales d'entretien qui ont été énoncées dans le premier chapitre de cette étude.

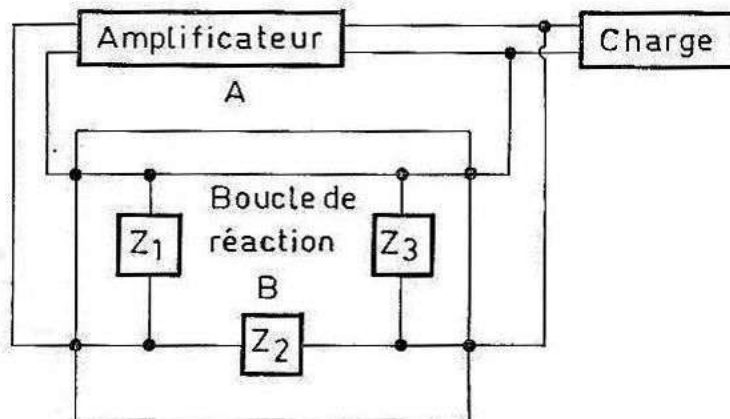


FIG. III-1.

Dans la « boîte noire » représentant le circuit accordé de réaction nous avons fait figurer trois impédances Z_1 , Z_2 et Z_3 . C'est la nature de ces impédances qui détermine le type d'oscillateur :

— Si Z_1 et Z_2 sont des capacités et Z_3 une inductance nous obtenons un oscillateur COLPITTS (fig. III-2 a).

— Si Z_1 et Z_2 sont des inductances et Z_3 une capacité le montage est du type HARTLEY.

On peut envisager deux types d'oscillateurs Hartley :

— celui dans lequel Z_1 et Z_2 sont deux fractions d'un même enroulement (dans ce cas il est nécessaire d'isoler du point de vue du courant continu l'entrée de l'amplificateur par un condensateur C_L (en pointillé sur le schéma)) (fig. III-2 b) ;

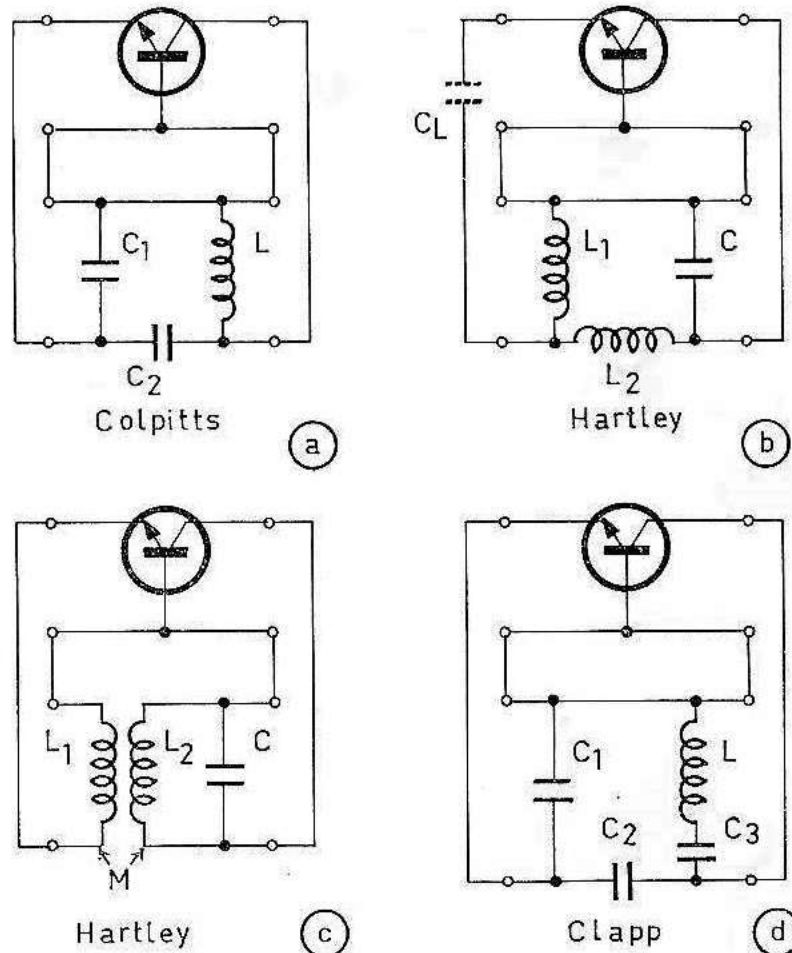


FIG. III-2.

— celui dans lequel cet isolement du point de vue du continu est obtenu au moyen d'un couplage magnétique entre les deux enroulements isolés électriquement. Dans ce cas il y aura lieu, dans le calcul du circuit accordé, de tenir compte de l'inductance mutuelle M entre ces deux enroulements (fig. III-2 c).

— Une légère modification à l'oscillateur Colpitts : le remplacement de l'inductance L par un circuit accordé série $L.C_3$, nous conduit à l'oscillateur CLAPP (fig. III-2 d), lequel n'est guère différent par son schéma électrique d'un oscillateur à quartz ; puisque l'on sait qu'un cristal peut être considéré comme un circuit oscillant série R.L.C shunté par la faible capacité parallèle C_p (fig. III-3 a).

Cette dernière capacité étant faible devant les condensateurs C_1 et C_2 qui déterminent le taux de réaction, on peut en négligeant la résistance R , ramener le schéma de l'oscillateur à quartz à celui du Clapp (fig. III-3 b).

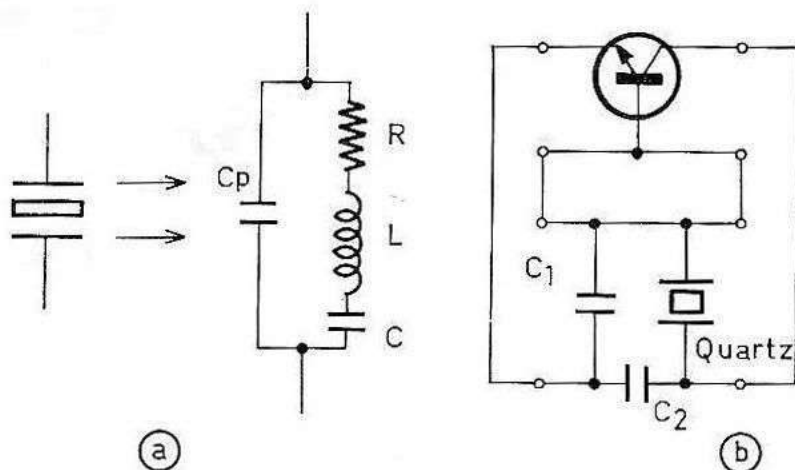


FIG. III-3.

Les schémas de principe que nous venons d'étudier mettaient en œuvre un transistor monté en base commune. Cette disposition, généralement utilisée aux très hautes fréquences, n'est pas la seule possible, les versions à émetteur commun et même à collecteur commun sont également possibles. Cela nous conduit aux différentes configurations pratiques que nous avons groupées dans le tableau de la figure III-4. Nous y remarquons que les trois types de réaction : Colpitts, Hartley et Clapp sont transposables au montage à émetteur commun tandis que seul le Hartley à deux enroulements peut être utilisé en collecteur commun. Cela s'explique aisément à partir des considérations suivantes.

1° le gain *en tension* de ce montage est légèrement inférieur à l'unité mais son gain *en puissance* est loin d'être négligeable

2° l'étage à collecteur commun fournit un signal de sortie *en phase* avec celui d'entrée : un circuit de réaction du genre de ceux du Colpitts, du Hartley à prise ou du Clapp qui par construction produisent un déphasage de π entre entrée et sortie n'apporteraient au montage qu'une réaction négative (contre-réaction). Par contre, en ce qui concerne le Hartley à deux enroulements, on est toujours maître de la phase de la tension de sortie : il suffit de brancher l'enroulement de réaction dans le sens voulu et, de plus, le gain en tension inférieur à l'unité du montage n'est pas un handicap puisque par le jeu du rapport de transformation du circuit de rétroaction, le gain en puissance du transistor peut être ramené à un gain en tension.

Encore quelques commentaires concernant ces schémas : les condensateurs marqués C_1 , C_2 et C_3 sont ceux qui, associés aux enroulements L_1 et éventuellement L_2 déterminent la fréquence propre du circuit oscillant de réaction. Les condensateurs de découplage C_D ainsi que ceux de liaison C_L doivent naturellement présenter l'impédance la plus faible possible à la fréquence de travail du montage.

Deux modes d'alimentation en continu de chacune des électrodes « chaudes » des transistors, c'est-à-dire celles qui sont portées à un potentiel alternatif, sont souvent possible :

— le mode série : le courant continu d'alimentation (de base, de collecteur ou d'émetteur) traverse l'enroulement de réaction,

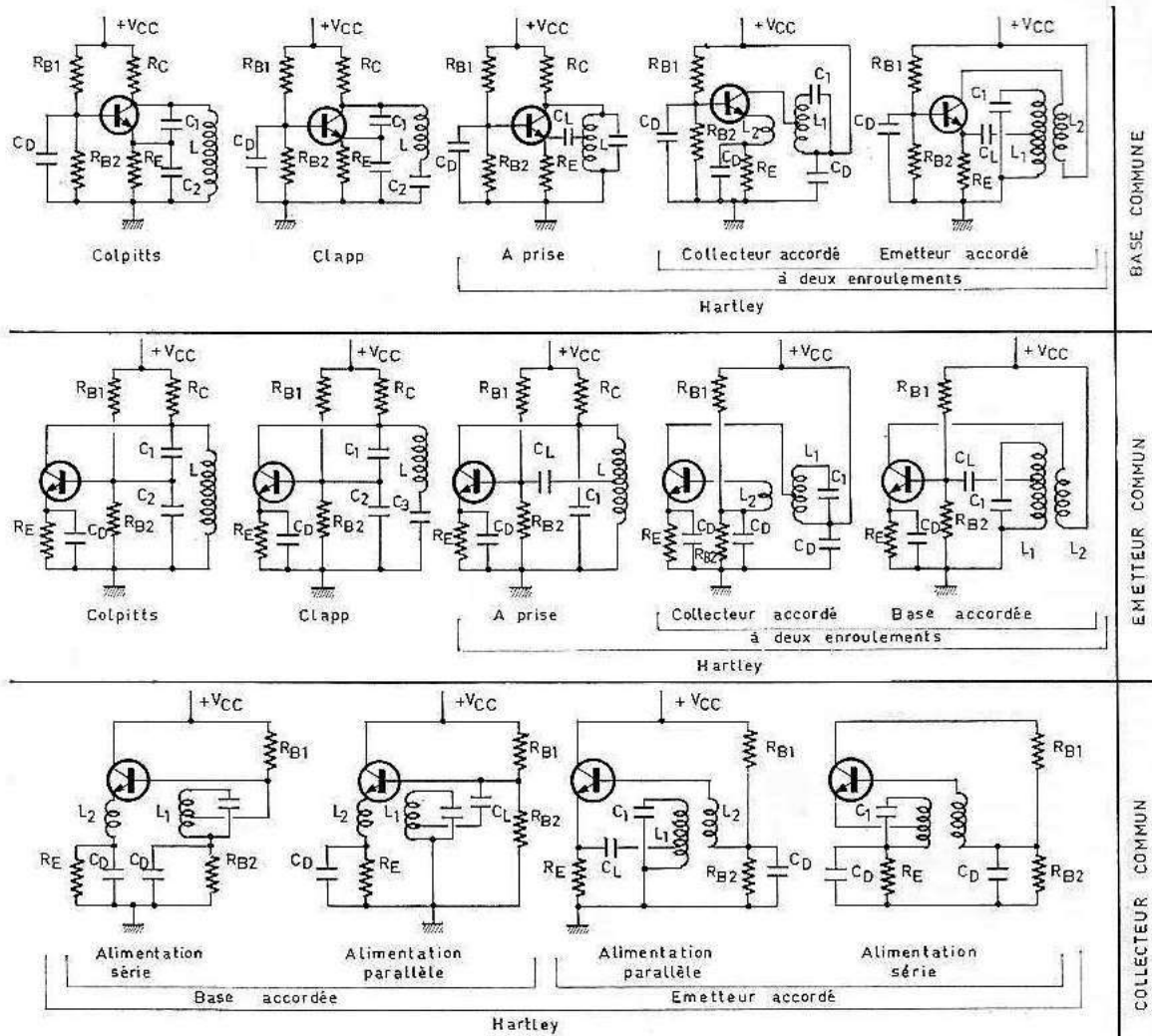


FIG. III-4.

— et le mode parallèle : ce courant est fourni à travers une résistance, éventuellement associée à une inductance d'arrêt haute fréquence pour en augmenter l'impédance totale, et la tension alternative appliquée à l'électrode considérée via un condensateur de liaison C_L .

Remarquons également que souvent, pour des raisons évidentes d'adaptation d'impédance les électrodes des transistors reçoivent le signal alternatif à partir d'une prise ménagée sur les enroulements de manière à conserver au circuit oscillant de réaction un coefficient de surtension convenable.

De même que dans un amplificateur, le transistor qui équipe un oscillateur peut être polarisé en classe A, B ou C. Ces deux derniers modes de fonctionnement dont le rendement élevé les rend particulièrement intéressants dans les oscillateurs appelés à fournir au circuit de charge une puissance relativement importante, sont assez souvent utilisés dans des montages symétriques (push-pull) tel le MESNY (fig. III-5) cher aux amateurs émetteurs des temps héroïques de la radio à tube.

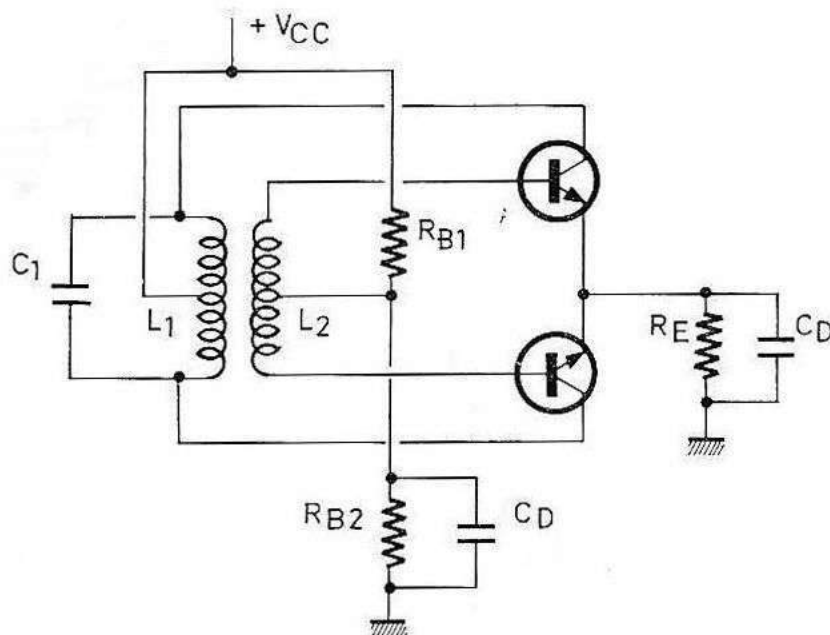


FIG. III-5.

Précisons que toutes les configurations d'oscillateurs présentées dans le tableau de la figure III-4 peuvent être également — du moins en théorie — appliquées à des oscillateurs équipés de transistors à effet de champ (à jonction ou M.O.S.).

Nous verrons également un peu plus loin que des oscillateurs peuvent être aussi réalisés autour de circuits intégrés — amplificateurs opérationnels ou amplificateurs différentiels — leur principe de fonctionnement restant le même que celui des montages mettant en œuvre de simples transistors.

Autres types d'oscillateurs à réaction

De nombreuses autres configurations d'oscillateurs sont encore possibles. Mettant en œuvre un transistor bipolaire à jonction, nous pouvons citer — héritier indirect du T.P.T.G. (Tuned Plate, Tuned Grid) de la radio à tube — le montage à base et émetteur accordés (fig. III-6) dont une étude détaillée nous entraînerait à de trop longs développements mathématiques. Précisons toutefois que la fréquence d'oscillation est déterminée par le circuit oscillant constitué

par la mise en série des inductances L_1 et L_2 et des condensateurs C_1 et C_2 . On a donc :

$$\omega_0^2 \approx 1/[(L_1 + L_2) (C_1 \cdot C_2 / C_1 + C_2)]$$

d'où
$$f_0 \approx 1/2\pi \sqrt{\frac{1}{(L_1 + L_2) (C_1 \cdot C_2 / C_1 + C_2)}}$$

La condition d'oscillation étant donnée par la relation :

$$1/C_2 \omega_0 > L_2 \omega_0 + (r'_b \cdot r_c) (\omega_0 / \omega_{ab})$$

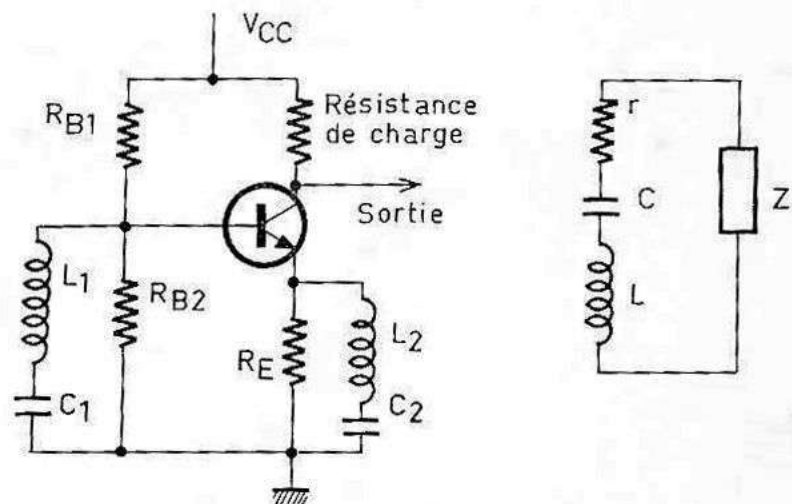


FIG. III-6.

dans laquelle r'_b est la résistance de base du transistor, r_c la composante réelle (résistive) de son impédance de collecteur et ω_{ab} la pulsation de la fréquence de coupure dudit transistor. Cela signifie en gros que l'impédance du circuit d'émetteur pour la fréquence de pulsation ω_0 doit être légèrement capacitive :

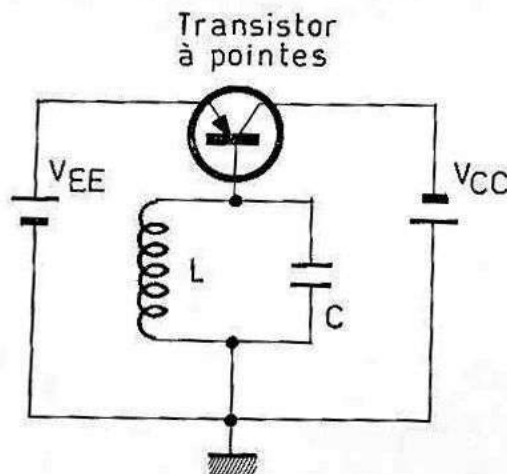


FIG. III-7.

la réactance de C_2 devant être, pour cette fréquence supérieure à la réactance de L_2 d'une valeur qui dépend des caractéristiques du transistor.

Pour qu'une oscillation s'entretienne dans un circuit accordé parallèle il suffit d'en compenser les pertes en l'associant à un élément dont la caractéristique courant - tension présente une zone à pente négative. C'était le cas des anciens transistors à pointes dont nous rappelons pour mémoire le schéma à la figure III-7. C'est encore le cas pour les diodes tunnel ainsi que pour tout autre élément semiconducteur dont la caractéristique présente une région à pente négative ; nous aurons l'occasion d'y revenir dans un prochain chapitre.

Principales caractéristiques d'un oscillateur

Que demande-t-on à un oscillateur ? De fournir un signal duquel nous sommes en droit d'exiger certaines qualités :

— Puissance : selon l'utilisation envisagée, nous nous contenterons soit d'une puissance minime (oscillateur local de changeur de fréquence, pilote d'émetteur ou de générateur de mesure dont le signal de sortie sera amplifié en puissance par des étages spécialisés) ou au contraire la puissance sera directement prélevée à l'étage oscillateur (générateur de signal alternatif pour pont de mesure par exemple).

— Pureté : selon le cas nous pourrions nous contenter d'un signal approximativement sinusoïdal (générateur de signaux sonores pour l'étude de la lecture au son par exemple) ou au contraire, le résultat recherché sera l'obtention d'un signal présentant un très faible taux de distorsion (oscillateur pour pont de mesure, générateur de mesure).

— Stabilité de la tension de sortie en fonction de la tension d'alimentation ou du réglage en fréquence dans un générateur de mesure.

— Stabilité en fréquence : dans un émetteur, un récepteur superhétérodyne ou un générateur de mesure il importe que les conditions extérieures (variations de la tension d'alimentation, de la température, vieillissement des composants, charge, etc.) aient une influence négligeable sur la fréquence f_0 du signal délivré par l'oscillateur. D'où la notion de stabilité en fréquence $\Delta f_0/f_0$ qui s'exprime généralement en puissances négatives de 10. Par exemple, nous dirons qu'un oscillateur dont la fréquence ne s'écarte pas de plus de 1/10 000 de sa fréquence f_0 , quelles que soient les variations des différents paramètres (température, tension d'alimentation, etc.), qu'il présente une stabilité de 10^{-4} .

La stabilité est parfois exprimée en fonction d'une seule des variables, les autres étant supposées stables. On parlera de stabilité en fonction de la température $\Delta f_0/f_0/^\circ\text{C}$, en fonction de la tension d'alimentation : $\Delta f_0/f_0/V$, en fonction du temps : dans ce cas on peut considérer la stabilité à court terme (unité de temps non précisé) ou à long terme (l'unité de temps pouvant être l'heure, la journée, l'année même).

Comme il est évident qu'un oscillateur parfait : haute stabilité en fréquence et en tension de sortie, délivrant une onde pratiquement exempte d'harmoniques, et capable de délivrer une puissance élevée tout en admettant de fortes variations de la charge, n'existe pas, il faudra toujours adopter un compromis donnant la priorité à certaines qualités au détriment des autres.

Quelles sont les conditions qui influent sur la stabilité en fréquence ?

Reprenons le schéma de principe d'un oscillateur (Colpitts par exemple) (fig. III-8 a) et remplaçons son transistor par son schéma équivalent électrique (fig. III-8 b). Dans ce second schéma nous trouvons :

— pour l'émetteur une résistance r_e qui représente la résistance dynamique de la jonction base-émetteur du transistor

$$r_e = \frac{KT}{q} \frac{1}{I_E}$$

K : constante de Boltzmann

T : température absolue en degrés Kelvin

q : charge de l'électron

I_E : courant statique de l'émetteur.

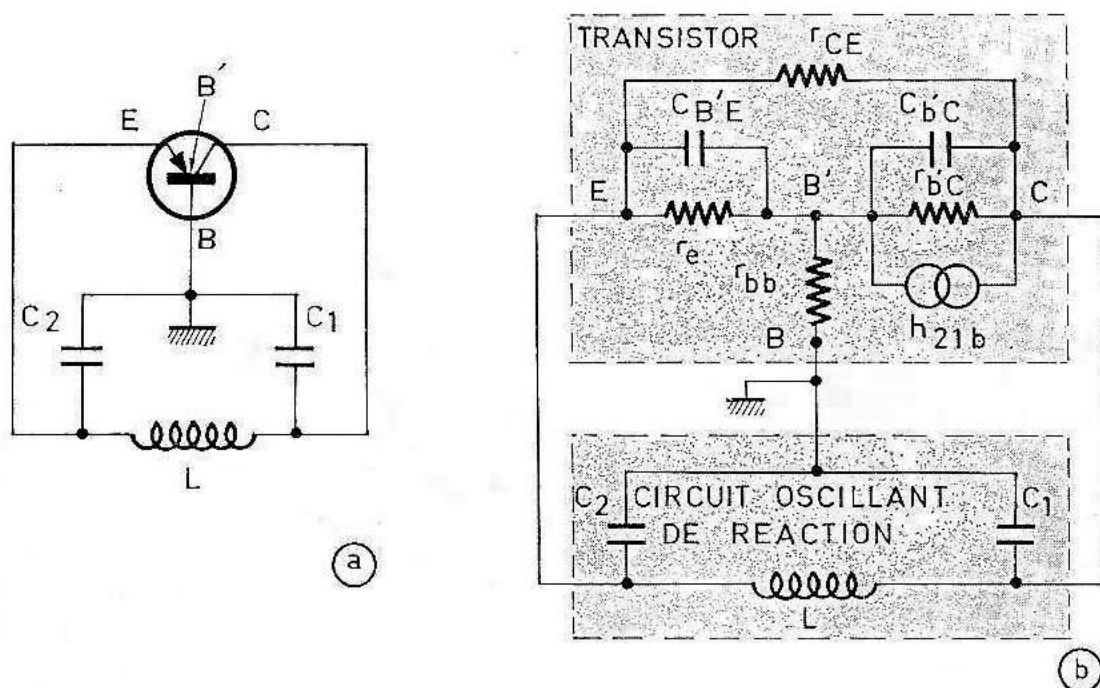


FIG. III-8.

Notons en passant que la valeur du paramètre $h_{11b} = r_e + (1 - \alpha)r_{b'b}$ de l'impédance d'entrée en base commune du transistor est à quelques millièmes près égale à r_e puisque α est très voisin de l'unité et que la résistance de base $r_{b'b}$ est relativement faible.

— entre la jonction de base B' et la borne sortie du boîtier (B) nous trouvons la résistance $r_{b'b}$ qui représente la résistance de la zone semiconductrice qui constitue la base ;

— entre la jonction B' et la sortie du collecteur nous trouvons la résistance $r_{b'c}$ résistance dynamique de la jonction base-collecteur polarisée en inverse $r_{b'c} = V_{CB}/I_{BCO}$, la résistance r_{ce} équivalente à V_{CE}/I_{CEO} ;

— entre la jonction de base B' et l'émetteur d'une part et le collecteur d'autre part, les capacités $C_{b'e}$ et $C_{b'c}$ des jonctions base-émetteur et base-collecteur ;

— enfin entre la jonction de base et le collecteur nous trouvons un générateur de courant qui n'est autre que l'équivalent du facteur de transfert de courant en base commune du transistor $\alpha \approx h_{21b}$.

Qu'est-ce qui dans tout cela est susceptible, par ses variations, d'influer sur la fréquence d'oscillation ?

Tout d'abord, ceci va de soi, les valeurs des capacités d'accord C_1 et C_2 et l'inductance L . Ces paramètres étant prépondérants, il importe que les composants correspondants — condensateur et inductance — soient de la meilleure qualité possible : condensateurs à air ou au mica argenté en haute fréquence ou au polycarbonate pour les basses fréquences, selfs présentant la meilleure stabilité électrique et mécanique possible cuivre argenté en THF, fil divisé en HF, circuits magnétiques à faibles pertes et haute stabilité en BF (1) ;

— ensuite certains paramètres du transistor. Eliminons d'abord ceux qui peuvent être négligés : $r_{b'c}$ et r_{ce} . Viennent ensuite h_{11b} (également désigné par h_{ib} dans certains ouvrages américains) impédance d'entrée en base commune et h_{21c} (encore nommé h_{fc}) facteur de transfert de courant en collecteur commun qui peuvent être affectés de variations non négligeables en fonction de la température et pour le premier du courant d'émetteur. Puis viennent les capacités internes du transistor $C_{b'e}$ et $C_{b'c}$.

Ces considérations nous dictent ce qu'il faudra faire pour obtenir la meilleure stabilité possible :

1° utiliser un circuit oscillant de haute qualité ;

2° compenser au mieux, par le choix d'un circuit de polarisation bien étudié du transistor les paramètres h_{11b} et h_{21} (b ou c) selon la configuration retenue ;

3° les capacités $C_{b'e}$ et $C_{b'c}$ seront rendues négligeables si les capacités d'accord du circuit oscillant sont suffisamment grandes (au minimum 10 fois plus grandes) devant les premières. Cela nous montre immédiatement l'intérêt que présentent en THF les montages Colpitts et surtout Clapp. Mais nous y reviendrons bientôt.

Détermination de la fréquence d'oscillation

Une étude mathématique complète du fonctionnement d'un oscillateur, en particulier en ce qui concerne la fréquence d'oscillation, nous conduirait à un

(1) Nous ne pouvons nous étendre longuement sur ce qui fait la qualité des composants. Un long chapitre n'y suffirait pas. A ce sujet le lecteur pourra se reporter aux nombreux ouvrages spécialisés consacrés à la question, en particulier « Technologie des composants électroniques » de R. Besson, en vente à la Librairie Parisienne de la Radio.

développement qui sortirait du cadre de cette modeste étude. Nous nous bornons donc à reproduire dans le tableau ci-après, extrait de l'ouvrage « Calcul des circuits à transistors » rédigé par les ingénieurs de Texas Instruments (1) les équations à partir desquelles il est possible de calculer la fréquence naturelle d'oscillation ($\omega^2 = (2\pi f_0)^2$) ainsi que les conditions de démarrage des oscillateurs.

Circuit	Fréquence naturelle (ω^2)	Conditions de démarrage
Colpitts (émetteur commun)	$= \frac{1}{LC} + \frac{r}{L} \frac{1}{C_1 h_{ie}} + \frac{\Delta h_e^*}{C_1 h_{ie}} + \frac{h_{oe}}{C_1 C_2 h_{ie}}$ $\simeq \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{L C h_{oe}}{C_1 C_2 h_{ie}} \right)$ où $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ et r = résistance de la bobine L	$h_{fe} > \frac{r(C_1 + C_2)h_{ie}}{L} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_1}{C_2} \Delta h_e \simeq \frac{C_2}{C_1}$
Colpitts (base commune)	$= \frac{1}{LC} + \frac{h_{ob}}{h_{ib} C_1 C_2} \simeq \frac{1}{LC}$	$h_{fb} > \frac{-C_2}{C_1 + C_2}$
Hartley (à prise) (émetteur commun)	$= \frac{h_{ie}}{C(Lh_{ie}) + (L_1 r_2 + L_2 r_1)h_{fe} + (L_1 L_2 - M^2)h_{oe}}$ $\simeq \frac{1}{LC + (L_1 L_2 - M^2)} \frac{h_{oe}}{h_{ie}}$ où $L = L_1 + L_2 + 2M$ r_1 = résistance de la bobine L_1 r_2 = résistance de la bobine L_2	$h_{fe} > \frac{r L C h_{ie} + (M + L_1)^2 + (L_1 r_2 + L_2 r_1) \frac{\Delta h_e^*}{h_{ie}}}{(L_1 + M)(L_2 + M)}$ $\simeq \frac{L_1 + M}{L_2 + M} \simeq \frac{1 + KN}{1/N^2 + KN}$ où $K = \sqrt{\frac{M}{L_1 L_2}}$ $N = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$
Hartley (à prise) (base commune)	$= \frac{1}{LC + (h_{ob}/h_{ib})(L_2 L_1 - M^2)} \simeq \frac{1}{LC}$ où $L = L_1 + L_2 + 2M$	$h_{fb} > \frac{L_1 + M}{L_1 + L_2 + 2M} \simeq -\frac{N_1}{N_2}$ où N_1 = nombre de spires de L_1 N_2 = nombre de spires de L_2
Clapp	$\simeq \frac{1}{LC} + \frac{1}{L} \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}$ où C = capacité série avec L	$h_{fb} > -\frac{C_2}{C_1 + C_2} \quad h_{fe} > \frac{C_2}{C_1}$

Δh_e = déterminant émetteur commun = $h_{ie}h_{oe} - h_{te}h_{fe}$.

(1) Dunod, éditeur.

Dans ce tableau nous avons conservé les notations utilisées par les auteurs. Nous donnons ci-après leurs correspondances avec les notations plus couramment utilisées :

- h_i : h_{11} Impédance dynamique d'entrée avec sortie en court-circuit
- h_o : h_{22} admittance de sortie avec entrée ouverte
- h_f : h_{21} facteur de transfert direct de courant sortie en court-circuit
- h_r : facteur de transfert inverse (facteur de réaction) avec entrée ouverte.

Naturellement les indices b ou c correspondent respectivement aux montages en base commune et en émetteur commun.

A noter également que lorsque l'oscillateur est chargé, la résistance r correspond à la somme de la résistance propre de l'inductance à la fréquence de travail et de la valeur de la charge transposée sous forme de résistance série (voir plus loin).

Le choix du circuit actif : le transistor et son circuit de polarisation découle tout naturellement de l'étude de ces équations. Par exemple pour le Colpitts en base commune nous voyons que :

$$\omega^2 = (1/LC) + (h_{22b}/h_{11b} \cdot C_1 \cdot C_2)$$

ce dont nous déduisons que les variations de ω provoquées par celles du circuit actif seront d'autant moins importantes que le terme $(h_{22b}/h_{11b} \cdot C_1 \cdot C_2)$ sera plus petit devant $1/LC$. Pour ce faire il faudra rendre le numérateur aussi petit que possible par le choix du transistor et éventuellement en mettant une résistance de valeur appropriée en parallèle avec h_{22b} et le dénominateur aussi grand que possible par l'étude d'un circuit de polarisation bien étudié qui fera travailler le transistor avec un courant émetteur pas trop élevé — puisque h_{11b} est inversement proportionnel au courant d'émetteur — par ailleurs on pourra dans certain cas augmenter artificiellement la valeur de ce paramètre en plaçant une résistance de valeur voulue en série avec l'émetteur.

Méthode de calcul des oscillateurs

Le calcul rigoureux d'un oscillateur est extrêmement complexe et de plus inutile étant donné la dispersion importante des caractéristiques des transistors d'une même série. Ce qui importe donc, c'est de dégrossir suffisamment le calcul pour que la mise au point du montage réel ne nécessite qu'un minimum d'ajustage.

Nous allons donner ci-après deux méthodes de calcul, la première s'appliquant plus spécialement aux oscillateurs pour haute fréquence de très faible puissance et la seconde visant plus spécialement les oscillateurs basse fréquence capables de délivrer une puissance plus importante. Ces deux méthodes ne sont nullement contradictoires mais, visant des objectifs différents, sont plutôt complémentaires et peuvent souvent être utilisées conjointement.

CALCUL D'UN OSCILLATEUR HF DE FAIBLE PUISSANCE (fig. III-9)

Soit par exemple à réaliser un oscillateur capable de délivrer un signal à 90 MHz d'amplitude de crête à crête de 2 V aux bornes d'une charge purement résistive de $1\,000\ \Omega$ à partir d'une tension d'alimentation de 10 V.

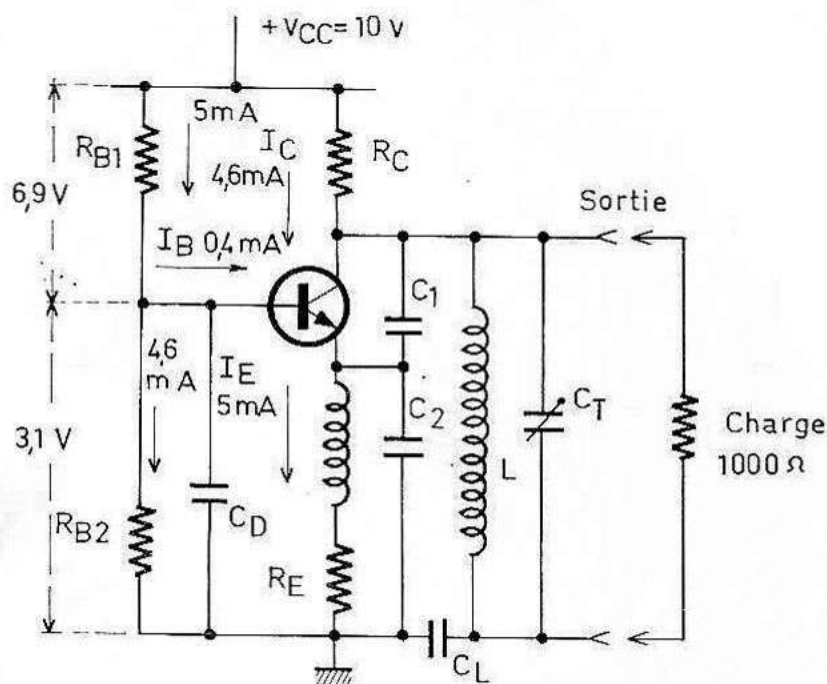


FIG. III-9.

— 1° Nous commençons par choisir la configuration de l'oscillateur. Nous avons vu plus haut qu'en très haute fréquence un montage du type Colpitts est particulièrement bien adapté puisque les capacités internes du transistor sont rendues négligeables devant celles des condensateurs d'accord qui viennent se mettre en parallèle avec elles. De plus pour ces fréquences c'est le montage en base commune qui offre le meilleur rendement. Notre oscillateur sera donc un Colpitts en base commune.

— 2° Le choix du transistor est en premier lieu guidé par la fréquence de coupure f_{h21b} qui doit être au minimum deux fois plus grande que la fréquence sur laquelle devra travailler l'oscillateur. Les autres critères de choix sont la tension maximale collecteur-émetteur et la puissance qu'il est capable de dissiper. L'étude des catalogues de caractéristiques nous conduisent à choisir le 2 N 743 dont la fréquence de coupure est de 400 MHz et qui est capable de dissiper une puissance de 300 mW. Sa tension maximale collecteur-émetteur est de 12 V, son h_{21e} moyen est de 40 à 25 °C et, caractéristique fort intéressante, il coûte moins de 2 F pris par 100 pièces ! (Eh oui, le prix est également un important critère de choix !).

— 3° Etudions le circuit de polarisation en continu du transistor en fonction de la tension de crête à crête désirée et de la résistance de charge. La tension de crête à crête du signal de sortie étant de 2 V, n'étant pas gênés par des critères de rendement nous admettons une polarisation du transistor de 5 V avec un

courant continu d'émetteur de 5 mA. Le calcul du circuit de polarisation est classique, il ne diffère en rien de celui d'un étage ordinaire d'amplification :

— a) résistance d'émetteur : le transistor ayant, en régime statique 5 V à ses bornes, nous partageons les 5 V restant équitablement entre le collecteur et l'émetteur soit une tension d'émetteur de 2,5 V. Avec un courant d'émetteur de 5 mA cela donne pour $R_E = 500 \Omega$.

— b) Calcul du pont de base : la chute de tension base-émetteur d'un transistor au silicium étant de 0,6 V environ la base sera par rapport à la masse à un potentiel égal à :

$$V_{BB} = V_E + V_{BE} = 2,5 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 3,1 \text{ V}.$$

Pour tenir compte de la dispersion des caractéristiques des transistors et de la perte de gain aux faibles températures nous admettons que le plus mauvais des transistors du type dans les conditions les plus mauvaises de température aura un h_{21E} de 12,5 ce qui nous conduit à admettre un courant maximal de base de $400 \mu\text{A}$. Le courant dans le pont de polarisation de base devant être au moins 10 fois plus grand que ce courant nous admettons un courant de 5 mA dans ce pont ce qui nous donne pour R_{B1} :

$$R_{B1} = (V_{CC} - V_{BB})/I = (10 \text{ V} - 3,1 \text{ V})/5 \text{ mA} = 13,8 \text{ k}\Omega$$

et pour R_{B2} :

$$R_{B2} = V_{BB}/I - I_B = 3,1 \text{ V}/(5 \text{ mA} - 0,4 \text{ mA}) = 670 \Omega.$$

— c) Le calcul de la résistance de collecteur est facile : la chute de tension dans cette résistance devant être de 2,5 V et le courant de collecteur étant égal au courant d'émetteur moins le courant de base nous obtenons :

$$R_C = 2,5 \text{ V}/(I_E - I_B) = 2,5 \text{ V}/(5 \text{ mA} - 0,4 \text{ mA}) = 540 \Omega.$$

Nous arrondissons ces valeurs à celles immédiatement supérieures dans la gamme des résistances standards à 5 %. Ce qui nous donne :

$$R_E = 510 \Omega, \quad R_{B1} = 15 \text{ k}\Omega, \quad R_{B2} = 680 \Omega \quad \text{et} \quad R_C = 560 \Omega.$$

Le condensateur de découplage C_D devant présenter à la fréquence de travail une impédance négligeable un 2,2 nF céramique dont l'impédance à 90 MHz est d'environ $0,5 \Omega$ conviendra très bien.

Une inductance d'arrêt de quelques microhenrys, constituée par une vingtaine de spires non jointives sur un mandrin de 5 à 6 mm, sera placée en série avec la résistance d'émetteur de manière à augmenter la valeur pour la HF.

— 4^o Détermination des valeurs des composants du circuit oscillant.

Il faut d'abord rechercher l'ordre de grandeur des condensateurs d'accord C_1 et C_2 et ensuite le rapport de leurs valeurs. Leur ordre de grandeur est facile à déterminer : C_1 doit être grand devant la capacité de sortie $C_{22b} = 5 \text{ pF}$ du transistor. Sa valeur devra se situer entre 40 et 50 pF. En ce qui concerne le rapport C_1/C_2 qui nous donnera la tension de crête à crête désirée aux bornes de la

charge prévue, le calcul est vraiment trop complexe, il est préférable de recourir à l'expérimentation, nous trouvons :

$$\begin{aligned}C_1 &= 43 \text{ pF} \\C_2 &= 91 \text{ pF} \quad C_1/C_2 = 0,47 \\C &= C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2) = 20 \text{ pF}\end{aligned}$$

l'application de la formule de Thomson ou l'emploi d'un abaque nous fournit la valeur de la self :

$$L = 1/C\omega^2 = \frac{1}{29 \cdot 10^{-12} \times (2\pi \times 90 \cdot 10^6)^2} = 0,11 \mu\text{H}$$

ce qui donne environ deux tours de fil de 10/10 bobiné sur un mandrin de 12 mm de diamètre.

Le condensateur de liaison placé entre la base de la self et la masse pour l'isolement du circuit du point de vue du continu sera un 2,2 ou un 4,7 nF de manière que son impédance soit vraiment négligeable devant celles des condensateurs d'accord et de la self.

— 5° Les essais de l'oscillateur ainsi calculé révèlent une fréquence d'oscillation légèrement supérieure à celle calculée. L'adjonction d'un condensateur trimmer de 3,3 pF environ permettra d'ajuster la fréquence à la valeur désirée.

CALCUL D'UN OSCILLATEUR BF DE FAIBLE PUISSANCE (fig. III-10)

Si nous voulons tirer quelque puissance d'un oscillateur nous devons faire fonctionner le transistor qui l'équipe en classe C. Cela revient à dire que le courant collecteur affectera l'allure d'impulsions qui exciteront le circuit oscillant accordé sur la fréquence f_0 . Ce dernier, si son coefficient de surtension est suffisant restituera au signal de sortie l'allure sinusoïdale recherchée. Il faudra donc que le gain en boucle de l'ensemble soit supérieur à l'unité, faute de quoi l'oscillation ne pourrait s'amorcer. La limitation d'amplitude s'effectuera par l'intermédiaire du courant moyen de collecteur.

Comme pour l'oscillateur HF nous appuierons notre démonstration sur un exemple pratique : réaliser un oscillateur capable de délivrer un signal sinusoïdal à 1 000 Hz de 10 V de crête à crête avec une distorsion harmonique inférieure à 1 % aux bornes d'une charge purement résistive de 1 000 Ω à partir d'une tension d'alimentation de 15 V.

La démarche du projet est la suivante :

1° Comme précédemment nous commençons par le choix du type d'oscillateur : un Hartley à deux enroulements particulièrement bien adapté au montage en classe C en basse fréquence.

2° Choix du transistor : la puissance instantanée à fournir étant $P = (1/2 V_{c\grave{a}c})^2/R = 25 \text{ mW}$, en admettant un rendement collecteur d'environ 50 % tout transistor classique du genre 2 N 2222 par exemple, capable de dissiper 300 mW conviendra très bien. Nous n'avons pas ici à nous préoccuper de sa

fréquence de coupure, la grande majorité des transistors de petite puissance actuels ayant un f_{h21e} de l'ordre de plusieurs mégahertz.

3° Le calcul commence par la détermination du courant moyen de collecteur qui est donné pour ce type d'oscillateur par la relation :

$$I_{C\text{moy}} = V_{c\grave{a}c} / 2 Z_L$$

$$I_{C\text{moy}} = 10 \text{ V} / 2 \times 1\,000 \, \Omega = 5 \text{ mA}$$

(Z_L = impédance de charge du collecteur).

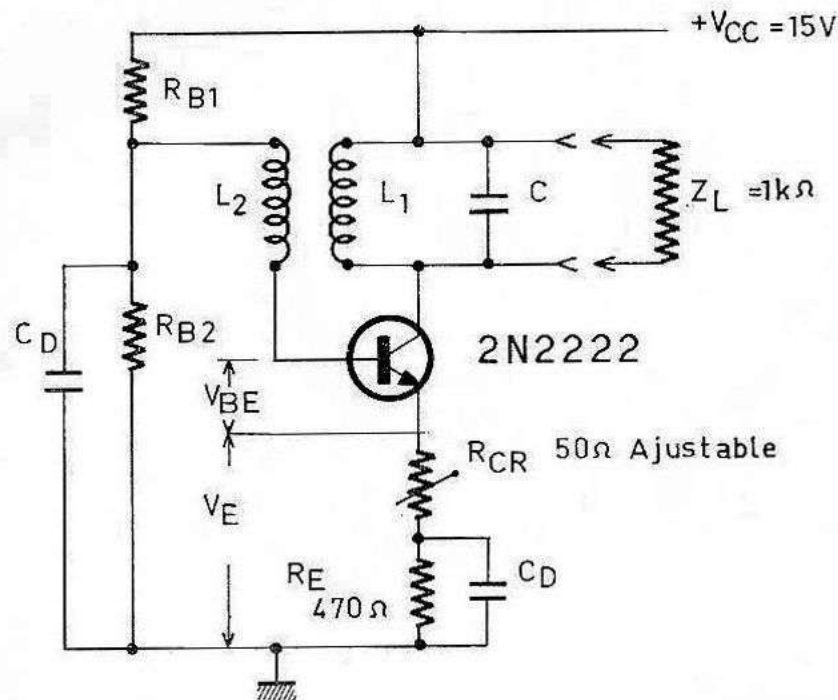


FIG. III-10.

4° A partir de cette valeur nous sommes en mesure de calculer la résistance d'émetteur. Afin d'éviter la saturation nous admettons que la tension instantanée collecteur-émetteur ne sera jamais inférieure à 2,5 V. L'excursion de la tension aux bornes de la charge étant de $10 V_{c\grave{a}c}$ il nous reste pour l'émetteur :

$$V_E = V_{CC} - (V_{c\grave{a}c} + V_{CE}) = 15 \text{ V} - (10 \text{ V} + 2,5 \text{ V}) = 2,5 \text{ V}$$

en négligeant en première approximation le courant de base qui vient s'ajouter au courant de collecteur pour donner le courant d'émetteur nous trouvons :

$$R_E = V_E / I_C = 2,5 \text{ V} / 5 \text{ mA} = 500 \, \Omega.$$

Nous adoptons la valeur normalisé immédiatement inférieure : 470 Ω à laquelle nous ajoutons une résistance ajustable non découplée de quelques dizaines d'ohms (47 Ω par exemple) qui permettra lors de la mise au point d'ajuster avec précision la tension de sortie. Le condensateur de découplage dont l'impédance doit être faible devant la résistance d'émetteur sera un 33 μF (environ 5 Ω à 1 000 Hz).

5° Calculons le pont de polarisation de base de la même manière que pour un amplificateur classique :

Le h_{21E} minimal du 2 N 2222 étant de 70 à 25 °C nous adoptons une valeur de 50 pour tenir compte de la perte de gain aux basses températures et à partir de cette valeur nous calculons I_{Bmoy}

$$I_{Bmoy} = I_{Cmoy}/h_{21E} = 5 \text{ mA}/50 = 0,1 \text{ mA}$$

en admettant un courant dans le pont de polarisation dix fois plus grand, soit 1 mA nous pouvons calculer :

$$R_{B1} = V_{CC} - (V_E + V_{BE})/1 \text{ mA} = 15 \text{ V} - (2,5 \text{ V} + 0,6 \text{ V})/1 \text{ mA} \\ = 11,9 \text{ k}\Omega \approx 12 \text{ k}\Omega \text{ (valeur normalisée)}$$

$$R_{B2} = (V_E + V_{BE})/1 \text{ mA} - I_B = (2,5 \text{ V} + 0,6 \text{ V})/0,9 \text{ mA} = 3,44 \text{ k}\Omega \approx 3,6 \text{ k}\Omega \\ \text{(valeur normalisée).}$$

6° Ce qu'il nous faut maintenant, c'est calculer le rapport du transformateur de réaction en admettant un gain en boucle de l'ordre de 4 (valeur retenue empiriquement sur de nombreux montages de ce type).

Ce calcul s'effectue à partir de la relation :

$$G = g_{mo} (Z_L/n)$$

dans laquelle n est le rapport de transformation et g_{mo} la transconductance de transfert du transistor $g_{mo} = \alpha/r_e \approx 1/r_e$.

Nous nous rappelons que r_e , résistance dynamique de la jonction émetteur-base est donnée par la relation :

$$r_e = KT/q I_E = 25 \text{ mV}/I_E$$

soit, dans le cas qui nous occupe :

$$r_e = 25 \text{ mV}/5 \text{ mA} = 5 \text{ } \text{et} \text{ } g_{mo} = 1/r_e = 1/5 = 0,2 \text{ mho}$$

en revenant à la formule du gain en fonction du rapport de transformation énoncée plus haut nous trouvons :

$$n = g_{mo} Z_L/G = 0,2 \times 1\,000/4 = 50.$$

Le rapport du nombre de spires de l'enroulement accordé à l'enroulement de réaction sera donc de 50.

7° Déterminons maintenant les valeurs des composants du circuit accordé d'émetteur : avec un gain en boucle compris entre 3 et 4 la composante sur harmonique 2 du courant de collecteur représente environ 60 % du courant à la fondamentale. Pour un signal de sortie ne comportant pas plus de 1 % d'harmonique 2 il nous faudra avoir un circuit oscillant de charge de collecteur présentant un coefficient de surtension en fonctionnement :

$$Q_f = \frac{60 \%}{1 \%} \times \frac{2}{3} = 40.$$

Car le rapport de l'impédance d'un circuit oscillant pour l'harmonique 2 (Z_2 à celle pour la fondamentale (Z_1) est égal à $Z_2/Z_1 = 2/3Q$. De même en ce qui concerne l'harmonique 3 nous aurions $Z_3/Z_1 = 3/8Q$. A partir de cette valeur de Q_f en charge, en négligeant la résistance propre du circuit oscillant (r) nous pouvons trouver les valeurs de L et de C . Nous savons qu'une résistance r_p placée en parallèle avec un circuit oscillant produit le même amortissement qu'une résistance r_s placée en série dans le circuit et dont la valeur serait $r_s = X_L^2/r_p$, $X_L = L\omega$ étant la réactance de l'inductance du circuit oscillant à la fréquence considérée (fig. III-11). Comme par ailleurs nous savons que $Q = L\omega/r_s = X_L/r_s$, à partir de ces deux équations nous pouvons calculer X_L :

$$X_L = r_p/Q = 1\,000\,\Omega/40 = 25\,\Omega$$

d'où nous tirons la valeur de l'inductance :

$$L = X_L/\omega = 25/2\pi \cdot 1\,000 \approx 4\,\text{mH}.$$

La valeur de la capacité est donnée par la formule de Thomson ou plus simplement en recherchant sur un abaque la valeur de la capacité dont la résistance $X_C = 1/C\omega = 25\,\Omega$, ce qui nous donne environ $6,4\,\mu\text{F}$.

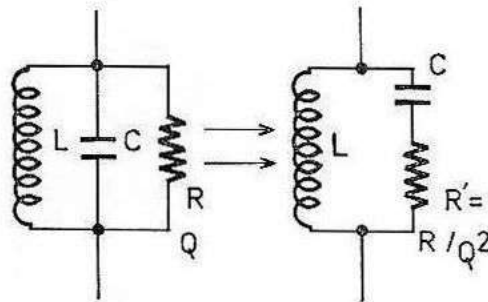


FIG. III-11.

Nous sommes maintenant en possession de tous les éléments du circuit oscillant, il ne nous reste plus, en nous reportant aux catalogues des fabricants de circuits magnétiques en ferrite, qu'à choisir le pot convenable et calculer le nombre de spires des divers enroulements.

Dans l'exemple que nous avons choisi, la charge pouvait, sans inconvénient, être raccordée directement aux bornes du circuit oscillant. Dans le cas où cette dernière aurait eu une impédance ou trop grande ou trop petite pour que ce montage soit possible, ou simplement si un isolement galvanique avait été indispensable entre le circuit oscillateur et l'utilisation il nous aurait fallu avoir recours à un couplage magnétique par l'intermédiaire d'un enroulement supplémentaire du transformateur, en nous souvenant que le rapport des impédances est égal au carré du rapport des nombres de spires. Ainsi si nous avions voulu obtenir non plus 10 V de crête à crête aux bornes d'une charge de $1\,000\,\Omega$, mais une puissance équivalente dans une charge de $10\,\Omega$, soit 1 V de crête à crête nous aurions réalisé un couplage magnétique au moyen d'un transformateur de rapport 10. L'impédance de la charge, vue du primaire aurait bien été de $10 \times 10^2 = 1\,000$, tandis que le rapport des tensions était $10\,\text{V}/1\,\text{V} = 10$ (rapport des nombres de spires).

Choix de la configuration d'un oscillateur

La profusion des schémas possibles d'oscillateurs est de nature à plonger le technicien dans la plus grande perplexité quant au choix d'une configuration répondant à un problème donné. Et ce, d'autant plus que la très grande majorité des auteurs restent muets à ce sujet. A partir d'un raisonnement simple, nous allons essayer de déterminer quelques critères de choix.

En très haute fréquence il est évident que la configuration en base commune fournira les meilleurs résultats. Oui mais, Hartley, Colpitts ou Clapp ? Plusieurs considérations vont guider notre choix.

— Pour un oscillateur à fréquence variable, le montage Hartley à prise qui ne nécessite qu'une unique cage de condensateur variable paraît tout indiqué, d'autant plus que le rapport du nombre de spires, déterminé une fois pour toutes, permet de conserver un taux de réaction à peu près constant sur toute la gamme. Par contre dans un montage à plusieurs gammes ce sont trois points que nous aurons à commuter.

— Du point de vue stabilité en fréquence, le Colpitts et le Clapp présentent l'avantage de permettre la mise en parallèle de capacités importantes avec celles propres au transistor. Toutefois le Colpitts se prête mal à la réalisation d'oscillateurs à fréquence variable dans une gamme importante de fréquences, nous l'utiliserons surtout pour les oscillateurs à fréquence fixe. Cet inconvénient n'est pas partagé par le Clapp qui de plus ne demande qu'une seule cage de condensateur variable, laquelle peut même avoir son rotor à la masse, avantage que ne possède pas le Hartley.

En haute fréquence, ce sont surtout les configurations en émetteur commun qui sont utilisées. Le choix de circuit de réaction étant guidé par les mêmes considérations que pour les oscillateurs T.H.F.

En basse fréquence c'est généralement le Hartley, parfois à prise et plus souvent à deux enroulements qui sont choisis, généralement en configuration à émetteur commun, cette disposition étant celle qui fournit le meilleur gain en puissance. Les montages symétriques permettent d'obtenir une puissance de sortie plus importante, un autre avantage de la symétrie étant l'obtention d'une onde pratiquement exempte d'harmoniques de rangs pairs si le montage est bien équilibré.

Quelques exemples pratiques

Nous avons vu au cours de ce chapitre que le nombre des schémas possibles d'oscillateurs est extrêmement élevé. Pour ne pas le surcharger inutilement nous bornerons donc à donner dans le tableau de la figure III-12 quelques exemples que nous avons retenus comme étant les plus caractéristiques en les accompagnant d'une brève légende explicative. Les circuits inverseurs C.M.O.S. se prêtent également bien à la réalisation d'oscillateurs L.C. à réaction. Nous donnons à la figure III-17, en annexe, le schéma d'un montage mis au point par l'auteur et qui fournit une onde sinusoïdale assez pure avec une tension d'alimentation capable de varier entre 3 et 15 V sans altération sensible de la fréquence, la faible capacité d'entrée des C.M.O.S. (15 pF) et à *fortiori* ses variations en fonction de la tension d'alimentation étant tout à fait négligeables devant la valeur élevée des condensateurs d'accord.

Notons que le taux de réaction dépend du rapport C_2/C_1 qui doit être égal ou supérieur à 2. Plus grand est ce rapport — dans les limites de maintien de l'oscillation — meilleure est la pureté de l'onde.

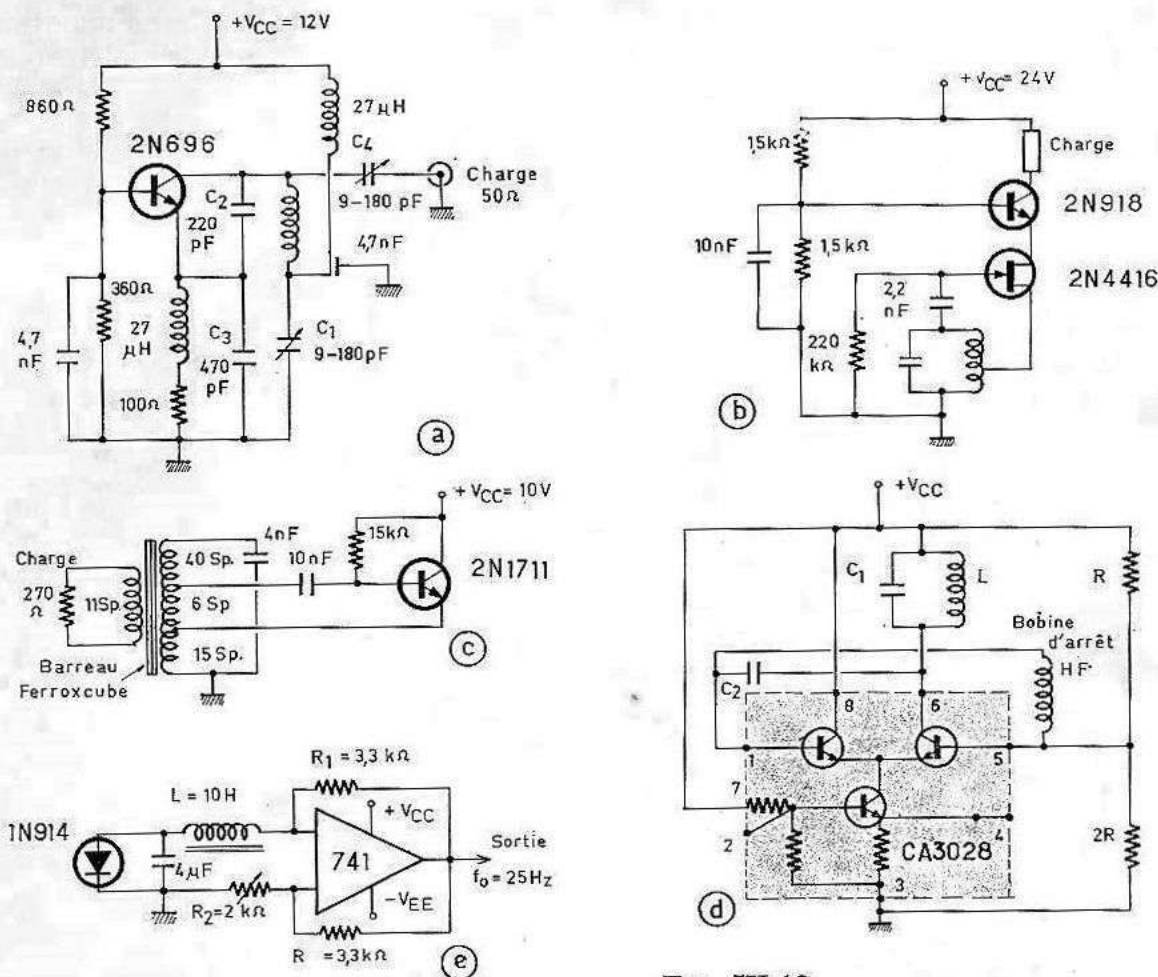


FIG. III-12.

- Oscillateur Clapp en base commune sur 24 MHz. D'une excellente stabilité, cet oscillateur est capable de fournir 300 mW à une charge de 50 Ω. Le condensateur variable C_4 permet l'adaptation optimale de la charge. Rendement collecteur : 35 % environ. Autre avantage du Clapp : il permet une sortie directe en basse impédance (Document Texas Instruments).
- Ce montage Hartley à prise fonctionnant en classe C est capable de fournir une puissance de 100 mW à une charge de 270 Ω. Le rendement collecteur est de l'ordre de 50 %.
- Similaire par son principe au montage « E.C.O. » à tube penthode, ce montage met en œuvre un transistor à effet de champ. Le transistor bipolaire interposé entre le T.E.C. et la charge a pour but de minimiser l'influence de cette dernière sur la fréquence d'oscillation, il joue en quelque sorte le même rôle que la grille écran dans un tube penthode (Schéma J.P. Oemichen).
- Oscillateur HF. Mettant en œuvre la paire à longue queue contenue dans un circuit intégré CA 3028 (R.C.A.). Les valeurs des composants sont à déterminer en fonction de la fréquence d'oscillation et de la tension d'alimentation (Documentation R.C.A.).
- Dans ce montage à amplificateur opérationnel, par le réglage approprié de la résistance variable R_2 on parvient à désamortir le circuit accordé série placé entre les deux entrées de l'ampli op. ; ce qui permet d'obtenir une onde sinusoïdale extrêmement pure. Il constitue également un excellent moyen pour mesurer la résistance série du circuit oscillant pour la fréquence de travail : si $R_1 = R$ on a $R_2 = R_s$ (résistance d'amortissement du circuit accordé série).

Accord électronique des oscillateurs

Dans de nombreux cas (modulation en fréquence, commande automatique d'accord d'un récepteur, etc.) il est utile de pouvoir asservir la fréquence du signal délivré par un oscillateur à une tension continue avec ou sans superposition d'un signal alternatif. On dispose pour ce faire de nombreux dispositifs. Mais dans l'état actuel de la technique seulement deux systèmes continuent à être utilisés : l'emploi de diodes à capacité variable et la variation de perméabilité du noyau magnétique de l'inductance d'accord de l'oscillateur.

Référence Siemens	Tension inverse maximum U_{RM} [V]	Caractéristiques principales à 25 °C			Résistance série V_s (Ω)
		Capacité à 1 MHz C_D [pF] (pour $U_R = \dots V$)	C_D (Pf) (pour $U_R = \dots V$)	Variation de capacité A $U_R = 1$ MHz (entre V)	
BB 105 A	28	2,3 à 2,8 (25)		4 à 5 (3 à 25)	0,6
BB 105 B	28	2 à 2,3 (25)		4,5 à 6 (3 à 25)	0,7
BB 105 G	28	1,8 à 2,8 (25)		4 à 6 (3 à 25)	0,9
BB 205 A	28	2,1 à 2,5 (25)		4,3 à 5,3 (3 à 25)	0,6
BB 205 B	28	1,9 à 2,2 (25)		5 à 6 (3 à 25)	0,7
BB 205 G	28	1,8 à 2,6 (25)		4,3 à 6 (3 à 25)	0,9
BB 109 G	28	4,3 à 6 (25)		5 à 6,5 (3 à 25)	< 0,5
BB 203		11 (30)	30 (3)		
BB 204		17 (30)	39 (3)		
BB 209	28	2,6 à 3 (25)		> 6,8 (3 à 25)	0,85
BB 309	28	3,7 à 4,5 (28)	> 49 (1)	12 à 15 (1 à 28 V)	0,8
BB 505 B	30	2 à 2,3 (25)		4,8 à 5,8 (3 à 25 V)	0,8
BB 505 G	30	1,9 à 2,5 (25)		4,5 à 5,8 (3 à 25 V)	1,2
BB 409					
BB 503	28	1,9 à 2,4 (25)		4,5 à 6 (3 à 25 V)	0,7
BB 504	28	4,3 à 6 (25)		5 à 6,5 (3 à 25)	
BB 204 bl	30	37 à 42 (3)			0,2
BB 204 gr	30	34 à 39 (3)			0,2
BB 304 bl	30	46,3 à 48 (30)		)	0,2
BB 304 gr	30	45,6 à 48,8 (30)		)	0,2
BB 304 w	30	44,4 à 45,6 (30)		) 1,65 à 1,75	0,2
BB 304 ge	30	43,2 à 44,4 (30)		)	0,2
BB 304 rt	30	42 à 43,2 (30)		) (2 à 8 V)	0,2
BB 12	32	21 (30)	485 (1)	20	< 2
BB 313	12	25 (8,5 V)	485 (1)	20 (1 à 8,5 V)	< 2,5
BB 501	28	1,9 à 2,4 (25)		4,5 à 6 (3 à 25 V)	0,7
BB 502	28	4,3 à 6 (25)		5 à 6,5 (3 à 25 V)	< 0,5
BB 113	32	max 13 (20)			
BB 413	32	10 à 20 (32)			2

EMPLOI DES DIODES A CAPACITÉ VARIABLE (Varicap)

On sait que toute jonction P-N présente une capacité et que la valeur de cette capacité est variable en fonction de la tension inverse qui lui est appliquée selon la relation :

$$C_{(V_r)} = \frac{C_0}{(1 + V_r/V_d)^y}$$

avec :

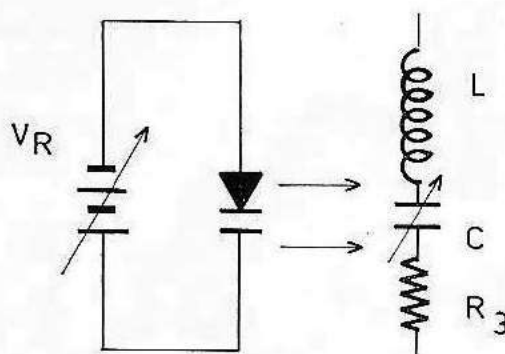
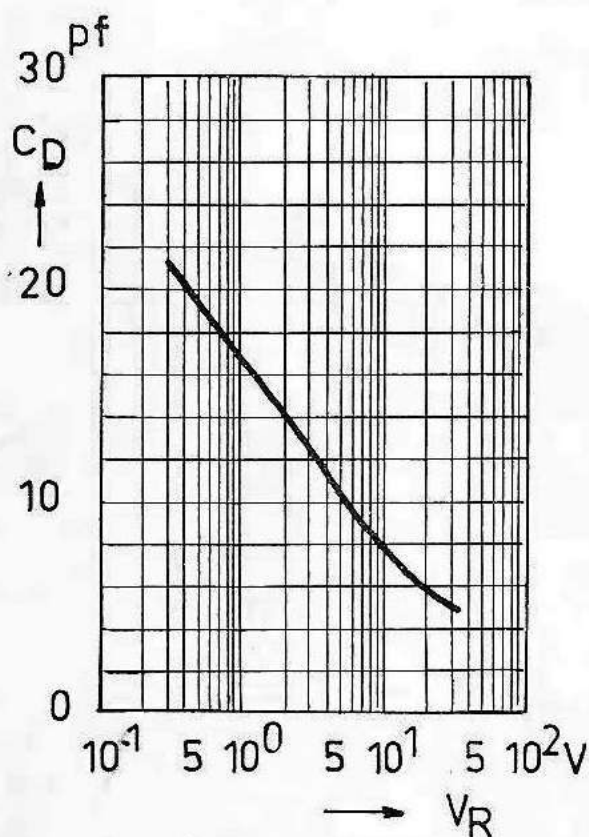
$C_{(V_r)}$: capacité de la diode pour une tension inverse V_r ;

C_0 : capacité de la jonction en l'absence de tension à ses bornes ;

V_d : tension de diffusion de la diode (0,7 V environ pour le silicium) ;

y : exposant dont la valeur dépend du mode de diffusion de la diode.

En principe, toute diode peut être utilisée en capacité variable, nous en avons fait personnellement l'expérience dans un dispositif d'étalement de bande dans un récepteur de trafic, mais les constructeurs ont mis au point des diodes à jonction dites « hyperabruptes » dont la variation de capacité en fonction de la tension inverse est beaucoup plus importante que celle des diodes à jonction ordinaires. La figure III-13 a reproduit la courbe de variation de capacité en fonction de la tension inverse d'une diode BA 138 Siemens. Notons qu'il existe des diodes à capacité variable capables d'une variation de capacité très importante qui les rend aptes à « couvrir » toute la gamme onde moyenne dans un récepteur de radio-diffusion. A titre d'exemple nous reproduisons, page 61, un tableau donnant les principales caractéristiques des diodes « Varicap » proposées par ce constructeur.



(a)

b

FIG. III-13.

Du point de vue de l'alternatif, une telle diode ne se présente pas comme une capacité pure mais comme un circuit accordé série (fig. III-13 *b*) toutefois ce n'est qu'aux très hautes fréquences (au-delà de 100 MHz) que les éléments parasites L (inductance des connexions) et R_s (résistance équivalente à la résistance de fuite de la jonction plus la résistance des connexions) commencent à se faire sentir.

La méthode la plus simple pour accorder un oscillateur au moyen d'une diode varicap est de la monter en série avec un condensateur classique (mica ou céramique) pour isoler le circuit oscillant du point de vue du continu et d'appliquer la tension de commande à la diode à travers une résistance de forte valeur (quelques dizaines à quelques centaines de kilohms) (fig. III-14 *a*). Cependant cette méthode présente l'inconvénient, étant asymétrique, de provoquer une distorsion par redressement partiel du signal lorsque ce dernier est à forte amplitude. Aussi préfère-t-on utiliser deux diodes identiques montées en opposition selon le schéma de la figure III-14 *b*. Les constructeurs proposent généralement des diodes varicap appariées pour cet usage.

ACCORD PAR VARIATION DE PERMÉABILITÉ DU NOYAU MAGNÉTIQUE DE L'INDUCTANCE D'ACCORD DU CIRCUIT OSCILLANT

Cette méthode, qui a connu une certaine vogue avant l'introduction des diodes à capacité variable n'est actuellement que rarement employée, elle peut cependant présenter un certain intérêt aux basses fréquences.

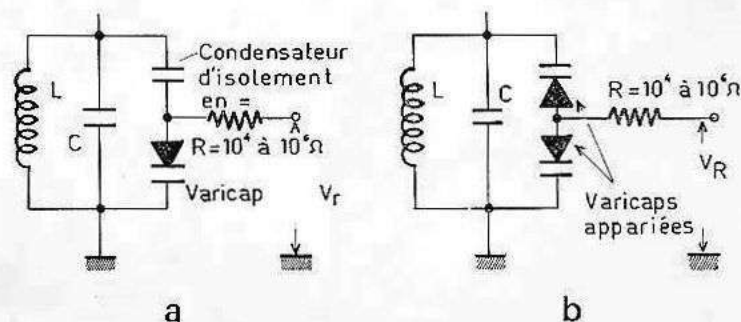


FIG. III-14.

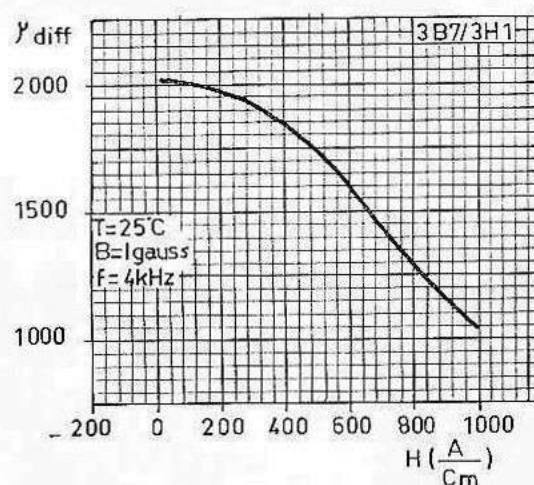


FIG. III-15.

On sait que la perméabilité d'un matériau magnétique varie en fonction du champ magnétique continu auquel il est soumis (fig. III-15). Si donc on soumet le circuit magnétique d'une inductance à un champ magnétique continu variable on fera varier la valeur de cette inductance et par conséquent la fréquence d'accord du circuit dont cette inductance fait partie. Afin de diminuer les pertes il faut trouver un moyen pour qu'il n'y ait aucun couplage ou un couplage négligeable entre le champ magnétique continu de commande et le champ alternatif induit lorsque l'oscillateur fonctionne. Toute disposition permettant de croiser ces champs est convenable nous en proposons deux que nous avons personnellement utilisé à la figure III-16.

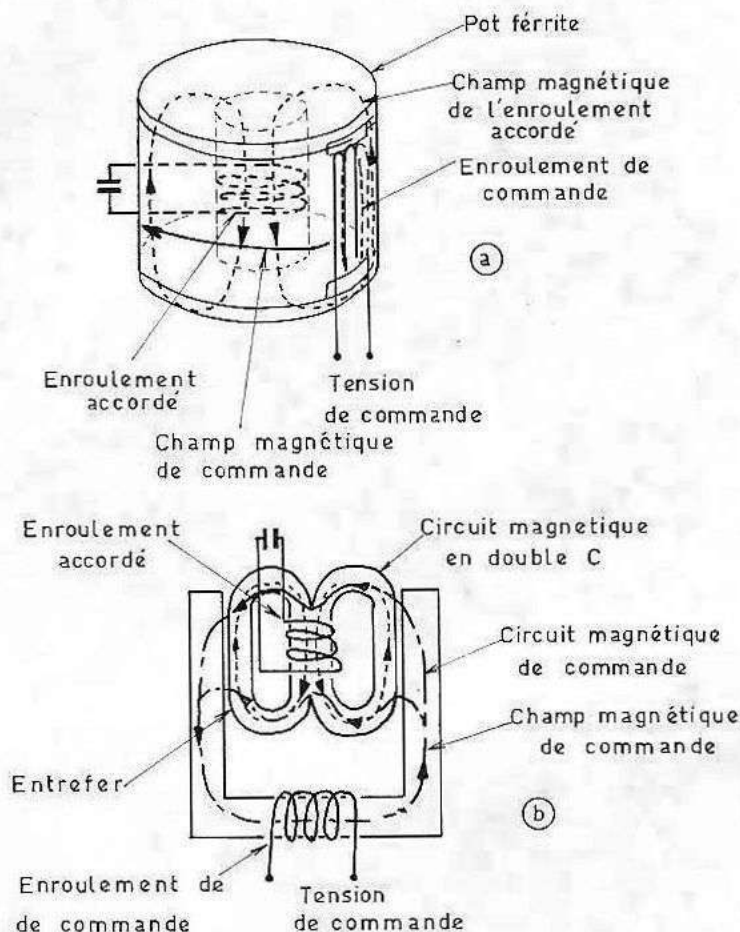


FIG. III-16. — Deux dispositions pratiques pour la commande de variation de perméabilité du noyau d'un enroulement accordé par un signal continu. Dans le dispositif (a) mettant en œuvre un pot ferrite l'enroulement de commande est directement bobiné sur la partie cylindrique du pot. En (b) on a fait appel à un circuit magnétique extérieur au circuit en double C qui constitue le noyau de l'enroulement accordé. Dans les deux cas le champ magnétique de commande est perpendiculaire à celui de l'enroulement accordé.

Abaques pour les calculs approchés des circuits oscillants

Afin de faciliter l'établissement des projets d'oscillateurs nous reproduisons, extraits de l'ouvrage de A. de Gouvenain, hélas épuisé « 40 Abaques de Radio », quelques abaques pour le calcul des circuits accordés en haute et en basse fréquences ainsi que ceux fournissant la réactance en H.F. et en B.F. des capacités et des inductances ce qui permet d'évaluer rapidement la valeur des composants pour les circuits de liaison et de découplage.

ANNEXE I

Oscillateur à circuit CMOS

(voir texte page 56)

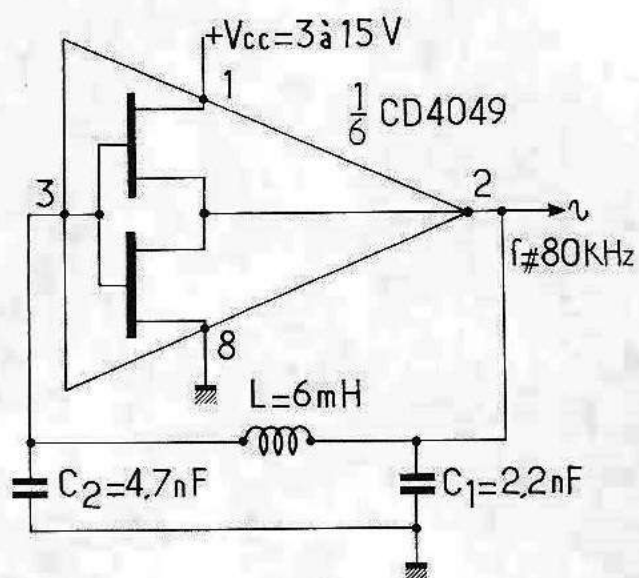
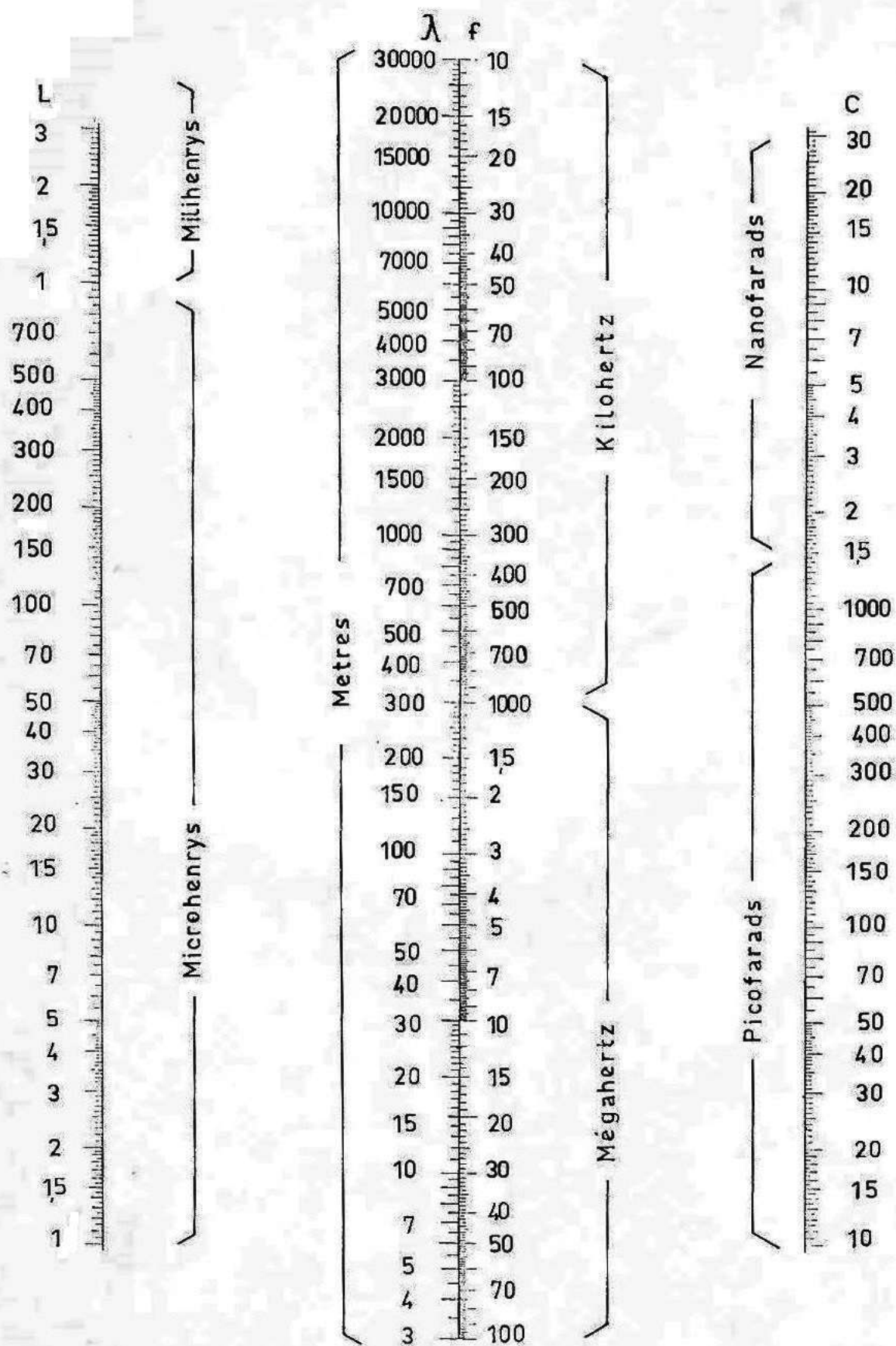
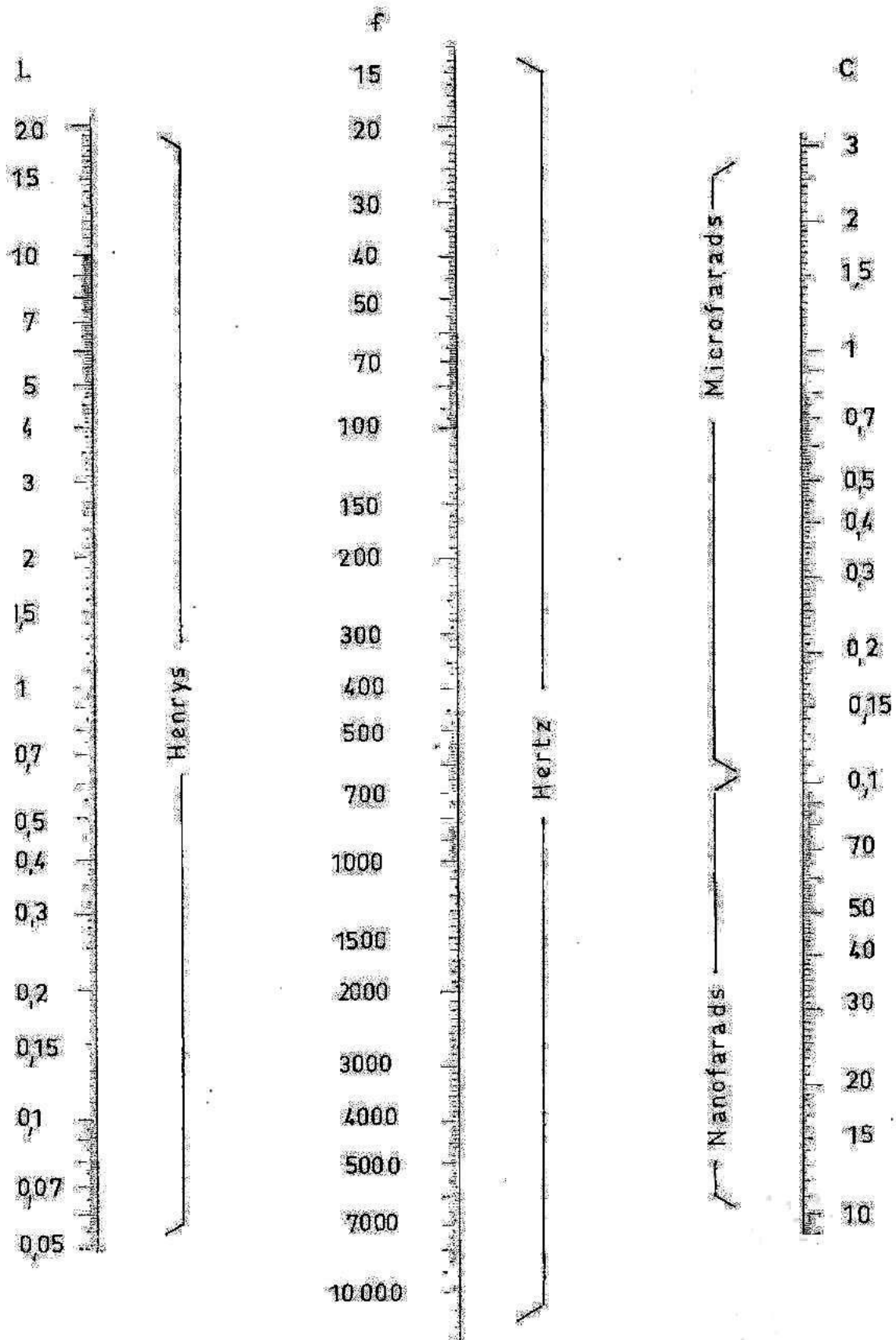


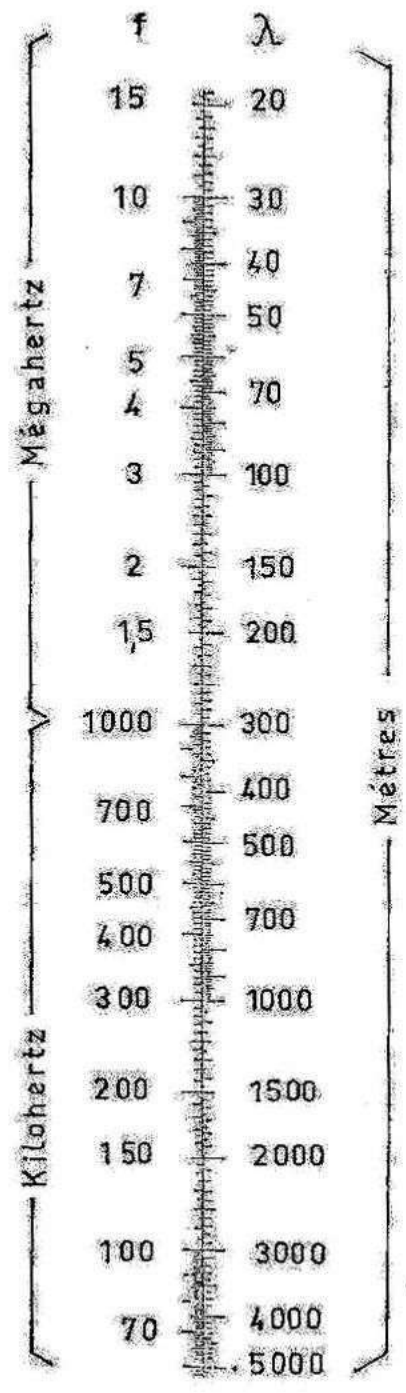
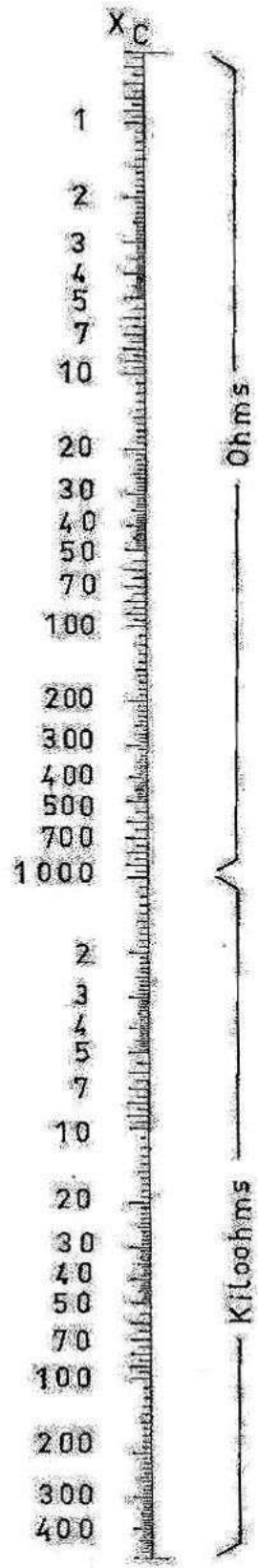
FIG. III-17.

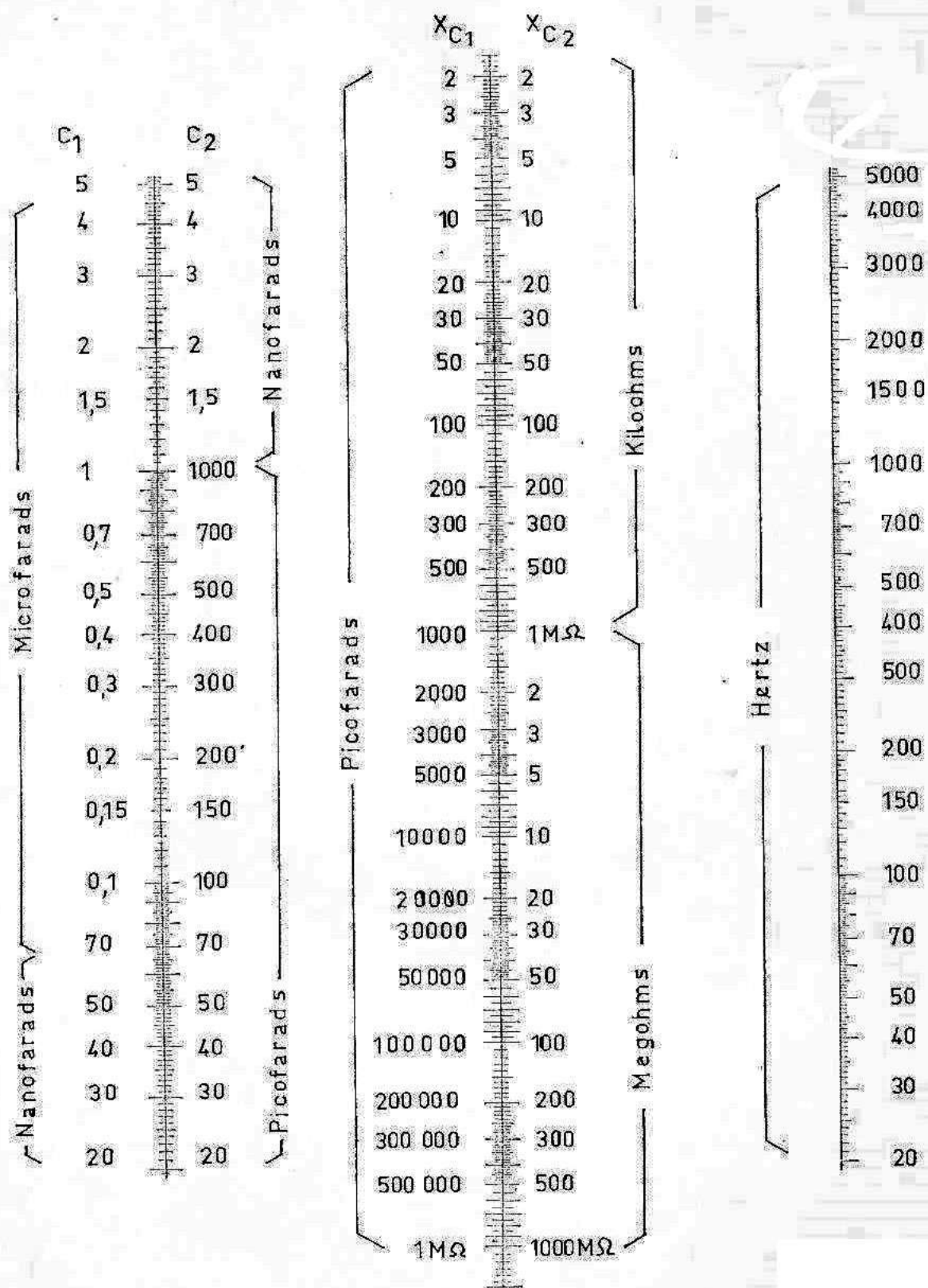


ABAQUE III-1. — Calcul des circuits accordés en haute fréquence.

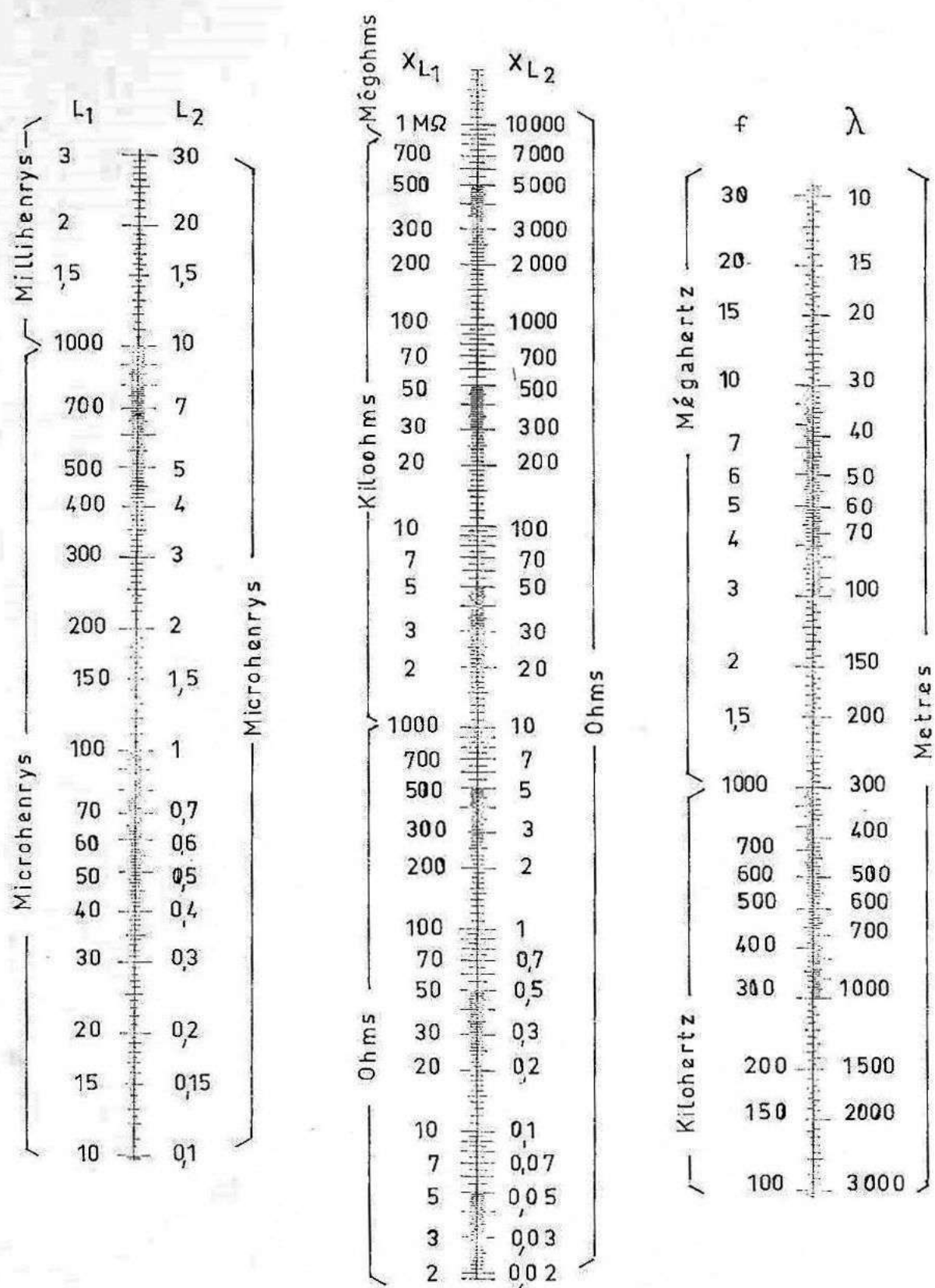


ABaque III-2. — Calcul des circuits accordés en basse fréquence.

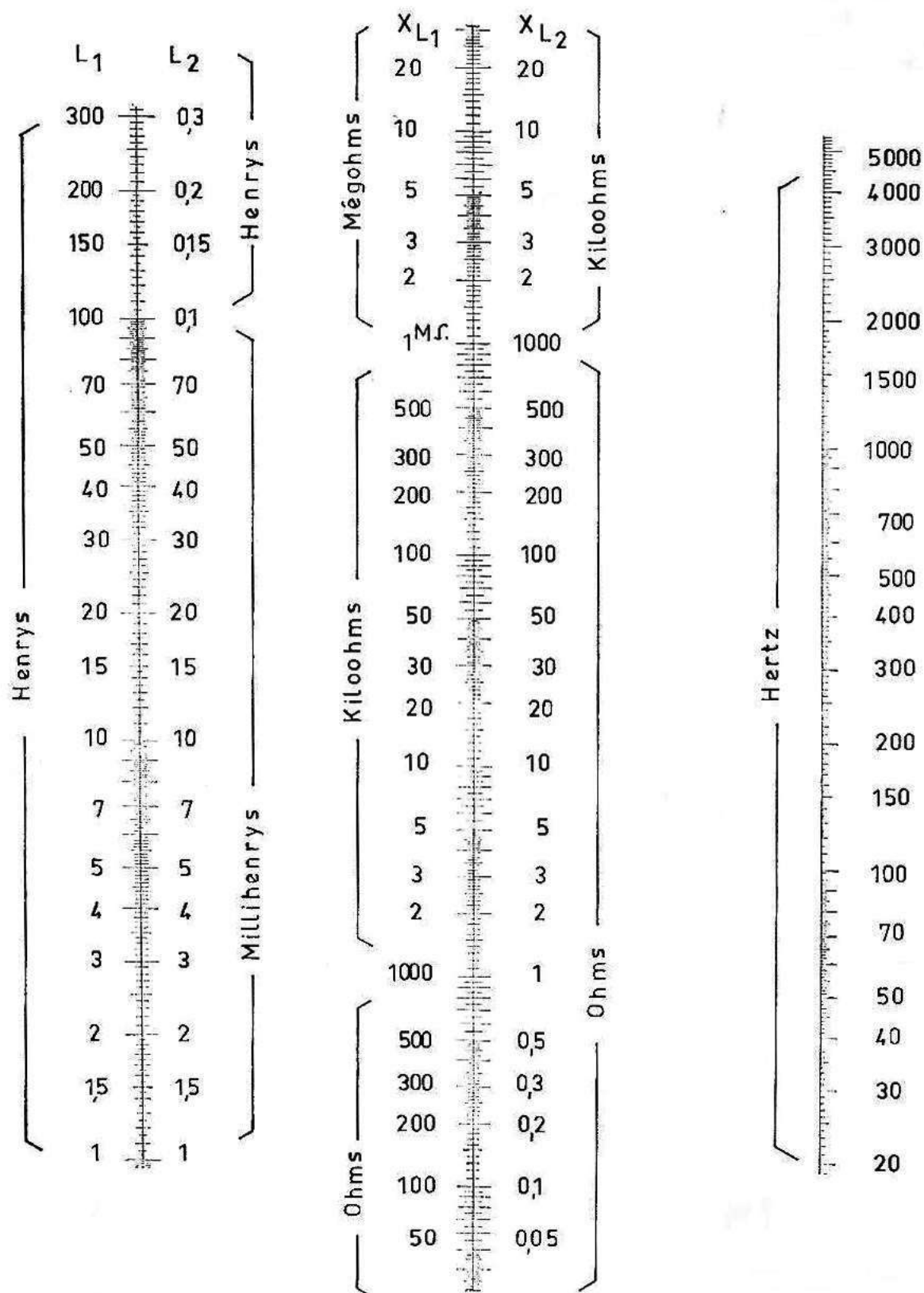




ABAQUE III-4. — Réactance des capacités en basse fréquence



ABAQUE III-5. — Réactance des inductances en haute fréquence.



ABaque III-6. — Réactance des inductances en basse fréquence.

CHAPITRE IV

OSCILLATEURS A RÉSONATEURS ÉLECTROMÉCANIQUES QUARTZ ET DIAPASONS

En principe, tout dispositif possédant une fréquence propre de résonance pourrait, si l'on convertit ses vibrations électromécaniques — ou autres — en oscillations électriques, être utilisé pour la stabilisation d'oscillateurs électroniques. Il est possible, par exemple, d'imaginer un oscillateur stabilisé par la résonance acoustique d'un tuyau d'orgue, ce n'est qu'une question de transducteur.

C'est le cas en particulier pour les résonateurs électromagnétiques dont les quartz et les diapasons sont les principaux.

Le présent chapitre comportera trois parties d'inégale importance :

- les oscillateurs à quartz ;
- les oscillateurs à diapason ;
- la comparaison entre ces deux types d'oscillateurs.

PREMIÈRE PARTIE

Les oscillateurs à quartz

Le cristal de quartz : aspects mécaniques et électriques

C'est en 1880 que Pierre et Jacques Curie remarquaient que si l'on soumet un cristal de quartz à une contrainte mécanique selon l'axe électrique, des charges électriques d'égale valeur et de polarité opposées apparaissent sur les faces du cristal perpendiculaires à cet axe. L'année suivante (1881) Lipmann constatait la réversibilité du phénomène : si une différence de potentiel est appliquée entre deux faces d'un cristal de quartz ledit cristal subit une déformation qui se traduit par un allongement ou un raccourcissement (selon le sens de la d.d.p. appliquée) dans la direction de l'axe électrique. C'est ce phénomène, nommé piézo-électricité, qui est à la base des résonateurs à quartz.

Des études savantes ont été consacrées à la coupe des quartz. Nous nous bornerons ici à en résumer l'essentiel en priant le lecteur désireux d'approfondir le sujet de se reporter aux textes cités en bibliographie.

Le quartz (silice : SiO_2) cristallise sous la forme d'un prisme à section hexagonale régulière terminée à l'une, ou aux deux extrémités par des pyramides à base hexagonale (fig. IV-1 *a* et *b*). On peut considérer dans cette structure cristalline trois groupes d'axes de symétrie :

1° L'axe « optique » ZZ' allant de l'un à l'autre sommet des pyramides qui terminent le cristal ;

2° Les axes « mécaniques » YY' perpendiculaires à l'axe optique et aux faces de la section hexagonale ;

3° Les axes « électriques » qui joignent deux à deux les sommets des angles de l'hexagone. Ils sont perpendiculaires aux deux autres séries d'axes.

Les lames de quartz utilisées dans les résonateurs piézoélectriques peuvent être taillées suivant différentes directions :

— suivant un axe YY' : l'effet piézoélectrique se manifeste alors selon la perpendiculaire à cet axe ; c'est-à-dire selon un axe X . C'est pourquoi cette coupe est appelée coupe X ou de Curie (coupe actuellement très peu utilisée (fig. IV-1 *c*, *d* et *e*) ;

— parallèlement à un axe XX' : l'effet piézoélectrique se manifeste alors selon l'axe YY' le plus voisin. Cette coupe est dite Y ou à 30° puisqu'il y a effec-

tivement un angle de 30° entre les faces de la lame et l'axe YY' le plus proche (fig. IV-1 *f, g* et *h*) ;

— suivant différents angles par rapport aux trois axes (fig. IV-1 *i* et *j*).

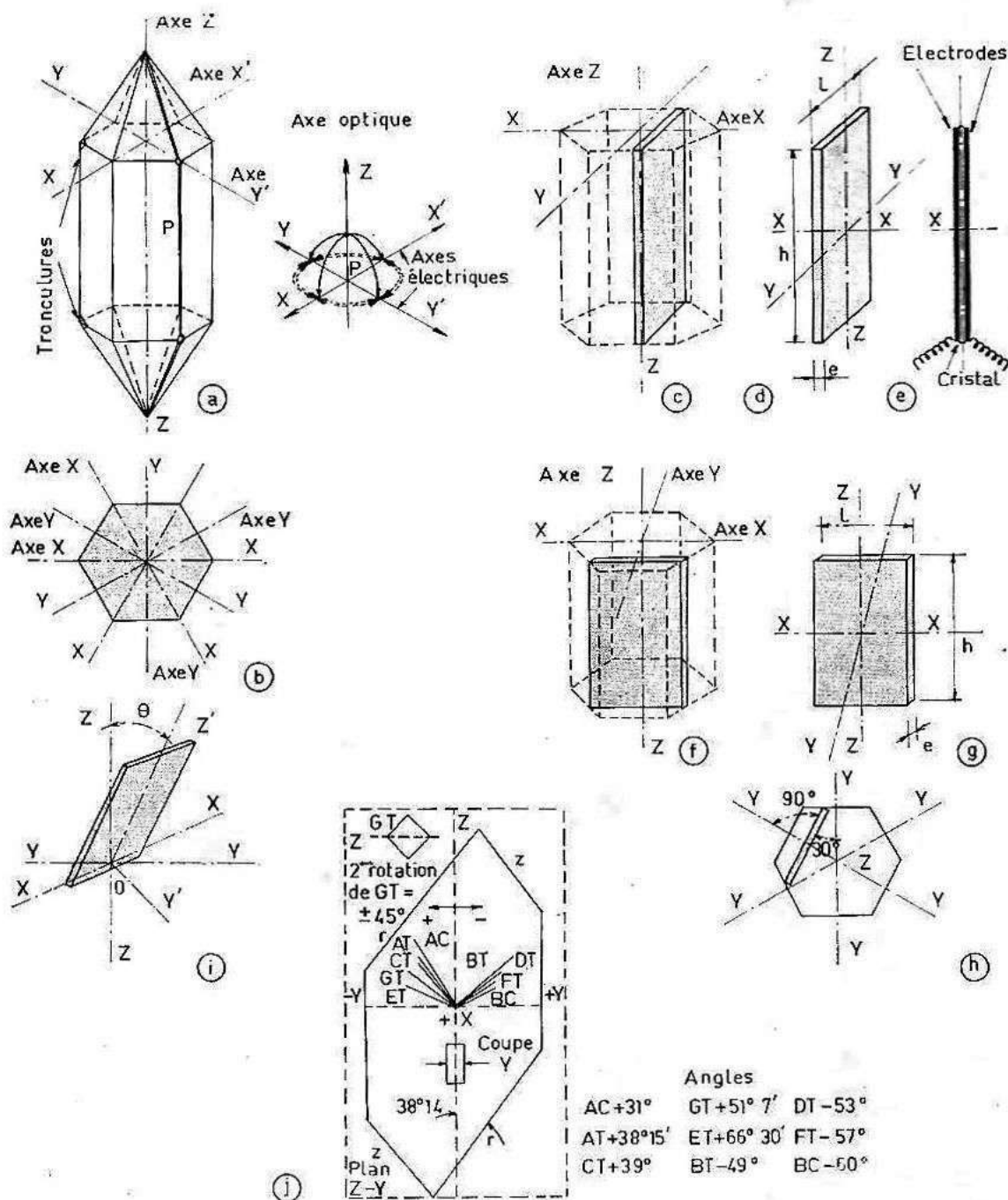


FIG. IV-1. — En un point quelconque *P* du cristal, il existe toujours le système rectangulaire d'axes électriques et optiques.

Selon les angles que forme cette coupe par rapport aux trois axes principaux elle peut être appelée AC, AT, BT, CT, DT, ET, FT, GT, BC, J, M, N, R, etc.

Nous résumerons plus loin les caractéristiques propres aux lames taillées selon ces différentes coupes (tableaux I et II).

Un résonateur est constitué par une lame de quartz taillée suivant l'une des coupes évoquées plus haut et soumise à un champ électrique au moyen de deux armatures de condensateur qui peuvent se présenter sous différentes formes :

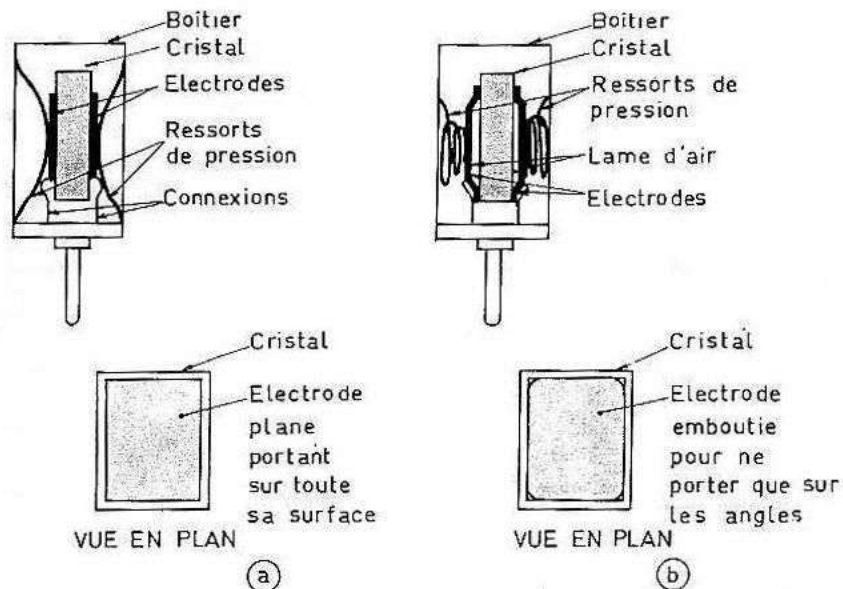


FIG. IV-2.

— plaques métalliques rigides parfaitement planes maintenues en contact intime avec les faces de la lame de quartz sous la pression d'un ressort, pression qui selon les cas peut être fixe ou ajustable (dans le but d'ajuster, dans une très faible mesure la fréquence propre du résonateur) ;

— plaques métalliques n'entrant en contact avec le quartz que sur les angles de manière à maintenir entre le cristal et les armatures un léger intervalle d'air (lequel peut être ajustable dans certains cas, également pour permettre un ajustage fin de la fréquence) ;

— métallisation sous vide des deux faces du cristal: les connexions, élastiques, sont alors soudées directement sur la métallisation et peuvent servir de suspension souple au cristal.

L'ensemble peut être présenté sous ampoule en verre évacuée ou sous boîtier isolant ou métallique, thermostaté ou non. Il a même été fabriqué des quartz sous ampoules en verre remplies d'un gaz rare à basse pression qui devenait lumineux à la résonance.

Selon la fréquence de résonance recherchée la lame de quartz peut affecter la forme d'un rectangle plus ou moins allongé, d'un carré ou d'un disque ou même être de forme lenticulaire.

De même, le mode de vibration mécanique de la lame n'est pas unique il peut se faire suivant trois modes principaux :

— flexion ;

TABLEAU I — *Avantages et inconvénients des différentes coupes de quartz*

Coupe	Gamme de fréquences	Avantages	Inconvénients
AT	500 kHz à 160 MHz	Excellente stabilité en fonction de la température.	Peu économique en-dessous de 1 MHz.
CT	300-700 kHz	Le point d'inversion de la pente de la courbe en fréquence en fonction de la température peut être ajusté dans une gamme étendue. Bonne tenue en température. Faible coefficient de température.	Peu économique en-dessous de 400 kHz à cause des dimensions mécaniques. Taille difficile au-dessus de 700 kHz à cause des dimensions mécaniques.
DT	80-550 kHz	Possibilité de tailler des cristaux pour des fréquences relativement basses. Faible rapport des capacités C_M et C_P .	Peu pratique à réaliser au-dessus de 550 kHz, on lui préférera la taille LTD.
E	50-250 kHz	Faible coefficient de température. Cristaux réalisables à fréquences relativement basses.	Rapport épais./longueur du cristal limité lorsqu'on désire éviter les changements erratiques du mode d'oscillation.
J	1- 15 kHz	Faible coefficient de température.	Peu pratique au-dessus de 14 kHz.
LTD	100 kHz à 1 MHz	Le point d'inversion de la pente de la courbe de variation de fréquence en fonction de la température peut être ajusté. Faible rapport des capacités. Bonnes caractéristiques en température.	La taille DT est préférable en-dessous de 550 kHz.
M	50-300 kHz	Faible coefficient de température dans la gamme 50-100 kHz.	Dimensions physiques importantes dans la gamme des fréquences intéressantes (50 à 100 kHz). Changements erratiques du mode de vibration au-dessous de 100 kHz.

Coupe	Gamme de fréquences	Avantages	Inconvénients
N	4-115 kHz	Large gamme de fréquences possible.	Bandes latérales. Haute impédance. Nécessité d'une étude minutieuse des schémas d'oscillateurs.

TABLEAU II — Principales caractéristiques des quartzs les plus courants

Fréquences Taille	4 kHz XY'	10 kHz XY'	100 kHz NT	1 MHz AT	1 MHz AT	5 MHz AT	10 MHz AT	100 MHz AT
Caractéristiques								
$Q(\times 10^3) \dots$	60	100	120	2 000 à 5 000	50 à 2 000	500 à 2 500	145	110
Inductance L_M (H) ...	75 000	7 900	365	1,56	3,7	9	0,116	0,007
Capacité parallèle C_P (pF)	17	20	8	10	2,8	4	7	7
Rapport C_P/C_M	800	800	1 000	592	415	35 000	275	8 700
Résistance série (R_M en ohms)	3 000	5 000	2 000	2 à 5	22-44	100 à 160	5	40
Stabilité en vibrations (10^{-6})	(1) 5	(1) 5	(2) (3) (4) 1	(5)	(1) (6) 0,1	(6) 0,05	(1) 5	(1) 5
Stabilité au choc (10^{-6})	(a) 5	(b)	(c) (5)	(a) 0,005	(c) 0,01	(c) 0,001	(c) 5	(c) 5
Vieillessement en 10^{-9} par semaine ...	500	500	300	3,5	3,5	3,5	350	700
Facteur de stabilité (Q/f_0)	15	10	1,2	2 à 5	0,5 à 2	0,5	0,0145	0,001

CONDITIONS D'ESSAI

En vibrations (1) 10 à 55 Hz 0,75 mm crête à crête, (2) 5 - 500 Hz - 10 G, (3) 500 - 1 000 Hz - 5 G, (4) 100 - 2 000 Hz - 2 G, (5) Environnement du laboratoire, (6) 50 - 2 000 Hz - 5 G.

Au choc : (a) 20 G - 8 ms, (b) Environnement du laboratoire, (c) 100 G (Norme MIL 202 B).

— extension-contraction ;

— cisaillement (torsion) dans le sens de l'épaisseur ou selon une diagonale de la lame. Les deux premiers modes peuvent se produire selon le premier, le second ou le troisième harmonique de la fréquence fondamentale de la lame. Tout ceci est résumé à la figure IV-3.

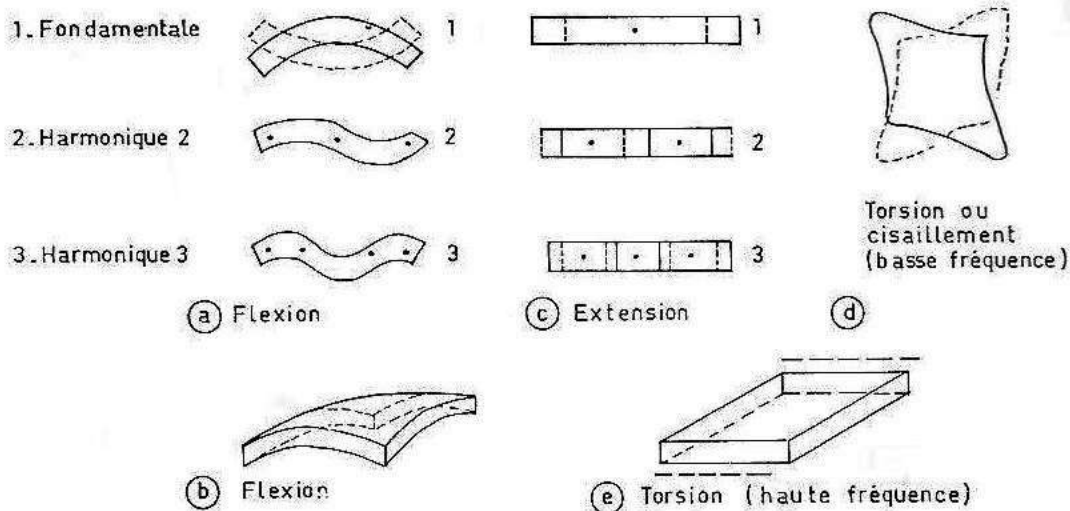


FIG. IV-3.

Equivalent électrique du quartz

Comme toute vibration mécanique, celle d'un quartz dépend en premier lieu de deux paramètres : inertie (masse du quartz) et élasticité. Un troisième paramètre entre également en jeu : l'amortissement dû aux frictions dans la structure même du cristal et entre ce dernier et les électrodes.

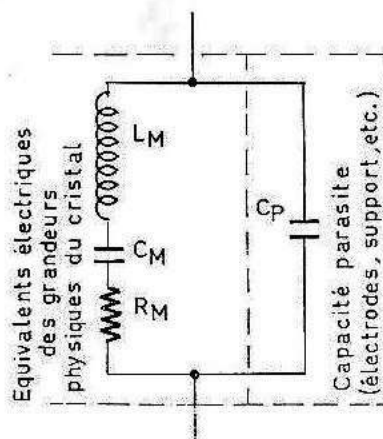


FIG. IV-4.

Chacun de ces paramètres possède un équivalent électrique :

- *Inductance* pour l'inertie ;
- *Capacité* pour l'élasticité ;
- *Résistance* pour l'amortissement.

Ceci nous conduit au schéma équivalent reproduit à la figure IV-4, soit un circuit accordé série $L_M C_M R_M$ (1) avec en parallèle une capacité C_P qui n'est autre que celle des électrodes et de leur support.

Tout ceci nous conduit à différentes considérations :

1° Le quartz peut osciller électriquement selon deux modes :

— le mode série : seuls entrent en jeu les éléments série du circuit équivalent, l'impédance à la résonance n'étant limitée que par la résistance R_M , l'impédance relativement élevée de la capacité C_P se trouvant alors pratiquement court-circuitée par cette faible impédance (fig. IV-5 a) ;

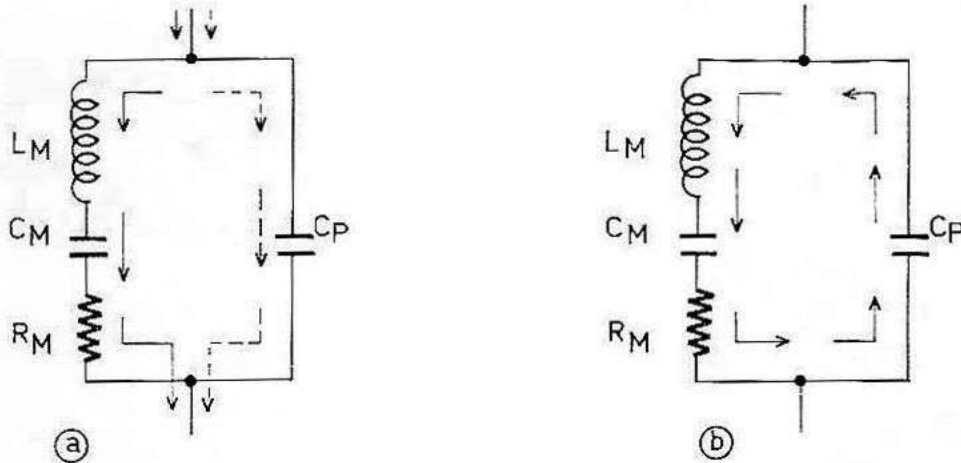


FIG. IV-5.

a) Résonance série : l'impédance relativement élevée de C_P est pratiquement shuntée par la faible impédance du circuit série (R_M).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_M \cdot C_M}}$$

b) Résonance parallèle : le cristal se présente comme un circuit bouchon dont la capacité d'accord est l'équivalent de C_P et C_M en série.

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_M C_M C_P}{C_M + C_P}}}$$

— le mode parallèle (fig. IV-5 b) : on a alors affaire à un circuit bouchon (circuit antirésonant) équivalent à L_M et C en parallèle avec en série la résistance d'amortissement R_M , C étant égal à la mise en série de C_M et de C_P ($C = C_M \cdot C_P / (C_M + C_P)$). Comme, nous le verrons un peu plus loin C_M à une valeur faible devant celle de C_P on peut dire que $C \simeq C_M$. Ce qui signifie que les fréquences d'accord des deux modes de vibration sont très voisines l'une de l'autre. Mais la différence entre ces deux modes réside dans le fait que dans la première (résonance série) le cristal se présente comme une très faible résistance ($R_M =$ quelques ohms à quelques milliers d'ohms) et dans la seconde (résonance parallèle) il présente la très haute impédance d'un circuit bouchon.

(1) L'indice M indique que ces paramètres dépendent des dimensions (mesures) au sens physique du terme : masse, élasticité, etc.) de la lame.

La variation de réactance du quartz en fonction de la fréquence est représentée par la courbe (a) de la figure IV-6. On voit que lorsque la fréquence croît cette réactance est celle normalement présentée par la capacité C_P (donc négative) jusqu'au point d'accord série f_0 ($X_L = 0$, $Z = R_M$). Passée cette valeur la réactance devient positive c'est-à-dire inductive jusqu'à ce que se produise une brusque inversion qui correspond à la fréquence d'antirésonance (f'_0) pour laquelle on a :

$$X_{LM} - X_{CM} = X_{CP}$$

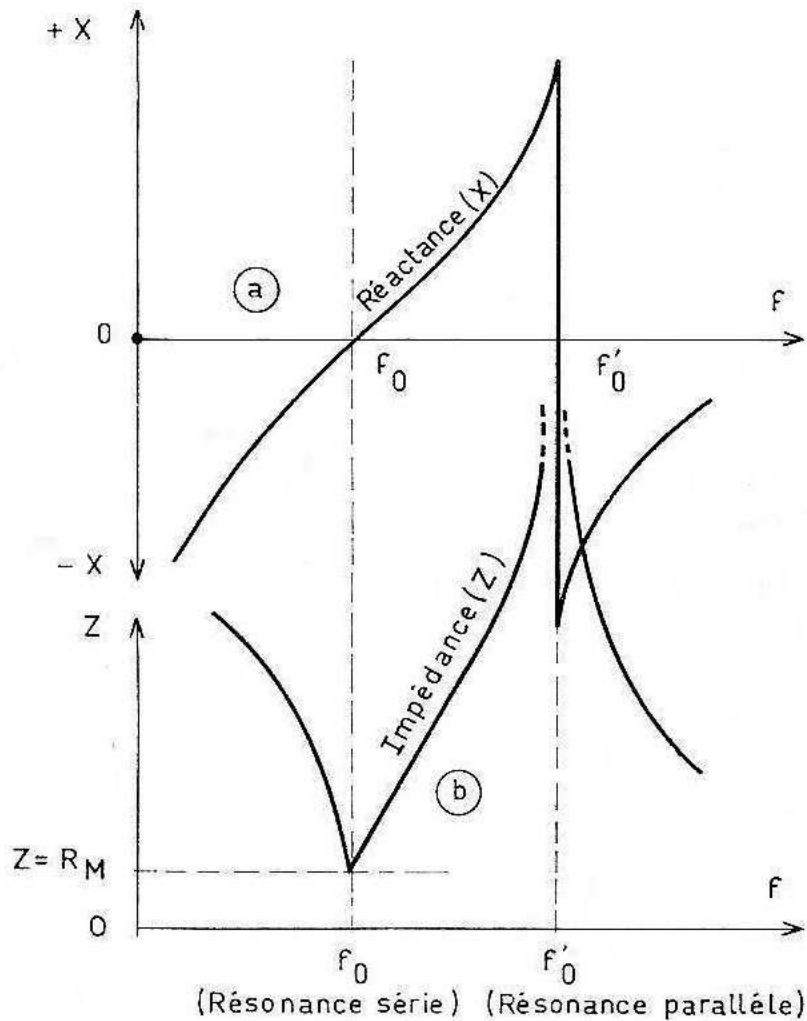


FIG. IV-6.

cette fréquence f'_0 est telle que :

$$f'_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_M \cdot C_M \cdot C_P / (C_M + C_P)}}$$

C_P étant en général une centaine de fois plus grande que C_M on conçoit que f'_0 ne soit supérieure à f_0 que d'une fraction de pourcent à quelques pourcents.

On appelle « bande passante » du quartz la différence entre f_0' et f_0

$$\Delta f = f_0' - f_0$$

C'est le rapport des capacités C_M et C_P qui détermine cette bande passante :

$$\Delta f = f_0/2(C_P/C_M).$$

Ceci explique qu'il soit possible de modifier légèrement la fréquence de résonance des quartz soit en agissant sur l'épaisseur de la lame d'air entre le cristal et les électrodes ou encore en plaçant une petite capacité ajustable en parallèle sur le cristal.

2° Seconde remarque : il y a une très grande différence dans l'ordre de grandeur des éléments L_M et C_M du circuit équivalent à un quartz et celui des composants habituellement mis en œuvre dans les circuits accordés L-C classiques. L'inductance L_M est, à fréquence de résonance égale, plusieurs milliers de fois supérieure à celle normalement utilisée. De même, la capacité C_M du circuit équivalent au quartz est plusieurs milliers de fois plus faible que celle du condensateur mis en œuvre dans les circuits L-C. Le tableau ci-dessous permet de faire la comparaison pour un quartz 10 MHz et le circuit accordé L-C correspondant.

Eléments	Quartz	Circuit L - C
Inductance	9,2 mH	10 μ H
Capacité	0,028 pF	25 pF
Résistance	3,8 Ω	4 Ω
Q	152 000	157

On trouvera d'autres éléments de comparaison dans le tableau II où sont comparés les différentes coupes de cristal. Cette différence dans les ordres de grandeur des éléments L et C entraîne automatiquement une différence importante dans la valeur du coefficient de surtension Q qui est environ 1 000 fois plus important dans un quartz que dans un circuit oscillant L-C classique. Moyennant des précautions particulières à la fabrication on a pu réaliser des quartz oscillant dans le vide poussé (pour diminuer l'amortissement dû aux frottements du cristal avec le milieu ambiant) présentant un coefficient de surtension de $5 \cdot 10^6$ soit cinq millions.

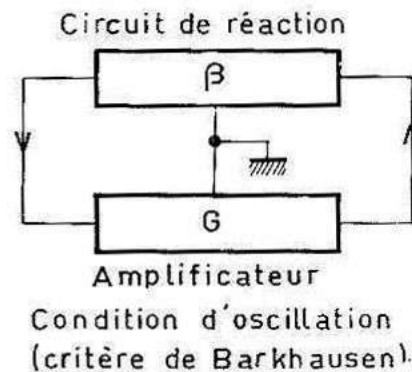
Les oscillateurs à quartz

Comme tout oscillateur, celui à quartz, dont la figure IV-7 reproduit le synoptique de principe doit répondre au critère de Barkhausen :

$$|\beta| \cdot |G| \geq 1$$

β étant le facteur de réaction de la boucle et G le gain de l'amplificateur mis en œuvre. Le déphasage total de la boucle doit être nul ou, plus exactement, égal à 360° .

Normalement l'amplificateur introduit un déphasage de π , celui-ci doit donc être exactement compensé par un déphasage de π introduit par la boucle de rétroaction et on a bien dans l'ensemble de la boucle amplificateur-rétroaction $2\pi = 360^\circ$. Cette notion est à retenir car c'est elle qui nous permettra de comprendre, au paragraphe suivant les critères de stabilité des oscillateurs.



$$\beta G \geq 1$$

FIG. IV-7.

Dans un montage oscillateur à quartz, ce dernier peut être utilisé soit en circuit accordé série soit en circuit bouchon.

Dans le premier cas, c'est la faible impédance à la résonance du cristal qui se trouve montée *en série* dans la boucle de réaction qui, de cette manière ne se referme complètement que pour la fréquence de résonance du cristal. Dans le second cas c'est la tension aux bornes du circuit bouchon (circuit antirésonant) constitué par le quartz fonctionnant en mode parallèle qui est maximale pour f_0' de manière que le gain de la boucle soit maximal pour cette fréquence. Ces deux configurations de base sont reproduites à la figure IV-8.

Dans tous les cas, des précautions doivent être prises, lorsque l'on étudie un schéma d'oscillateur à quartz pour rendre impossible le passage de l'un de ces modes de fonctionnement dans l'autre ce qui conduirait à des sautes erratiques de fréquence fort gênantes.

Il n'est pas question de décrire ici tous les schémas possibles d'oscillateurs à quartz, ils sont par trop nombreux. Le plus classique est sans doute le Pierce qui est une version à cristal du montage Clapp étudié dans un chapitre précédent (fig. IV-9). On peut le rencontrer, tout comme le Clapp, en version à base commune ou en émetteur commun. Un autre schéma fort courant est celui de la figure IV-10 dans lequel le collecteur (pour les transistors bipolaires) ou le drain (pour les T.E.C.s) est chargé par une bobine d'arrêt H.F. ou même parfois par une simple résistance ou encore par un circuit bouchon accordé sur la fréquence du quartz ou sur l'un de ses harmoniques proches on dit alors que le cristal oscille en « over tone ».

Tous les quartz ne sont pas aptes à fonctionner en over tone. En général ce sont des cristaux taillés pour une fréquence 3 ou 5 fois plus faible oscillant sur

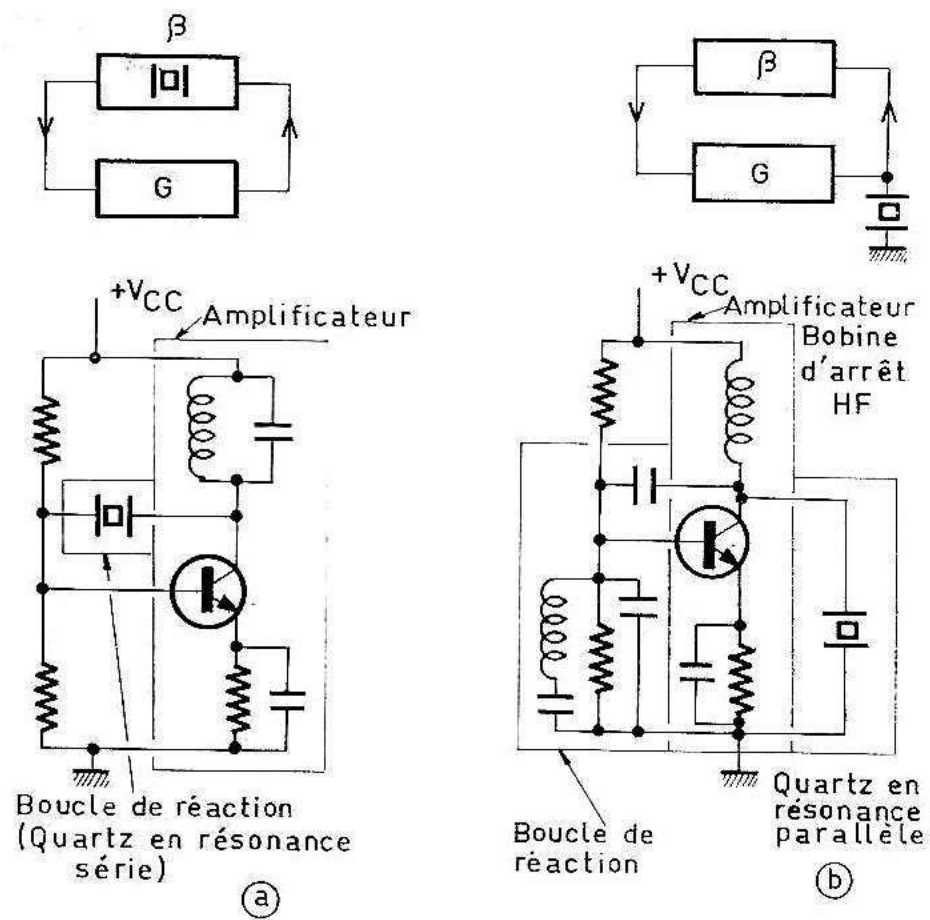


FIG. IV-8.

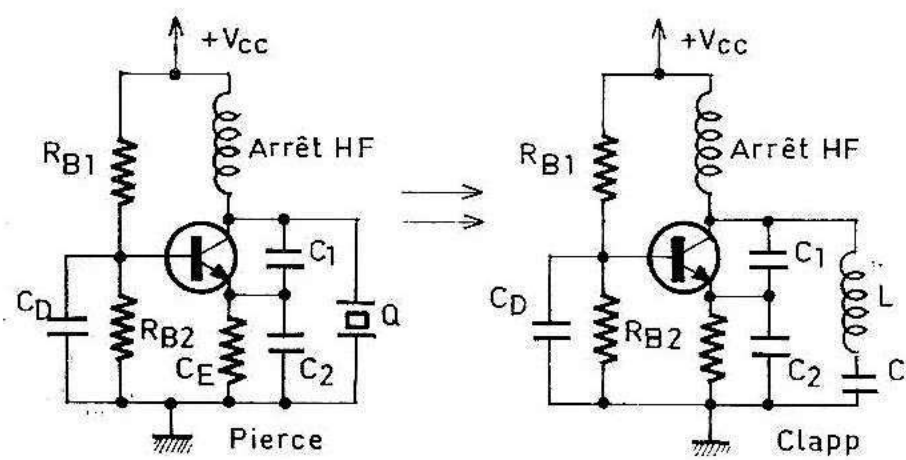


FIG. IV-9.

leur harmonique 3 ou 5 (les harmoniques de rang pair ne sont généralement pas utilisés). C'est la fréquence normale d'utilisation, et non pas la fondamentale, qui est inscrite sur le boîtier du quartz. Il s'agit généralement de cristaux de coupe AT spécialement taillés. Par exemple un cristal 50 MHz est en fait un cristal 16,666 MHz taillé pour fonctionner sur harmonique 3 ou un 10 MHz taillé pour fonctionner sur harmonique 5.

Dans certains montages la chaîne de rétroaction n'est pas toujours apparente, ce sont les capacités parasites du transistor qui constituent cette boucle ainsi que c'était le cas dans le schéma de la figure IV-10 dans lequel c'est la capacité drain-grille du transistor à effet de champ qui constitue la boucle de réaction.

Les oscillateurs à quartz peuvent également être équipés de diodes tunnel. Nous nous bornerons ici à donner le schéma de principe de ce type d'oscillateur (fig. IV-11) nous réservant d'en étudier le fonctionnement au prochain chapitre.

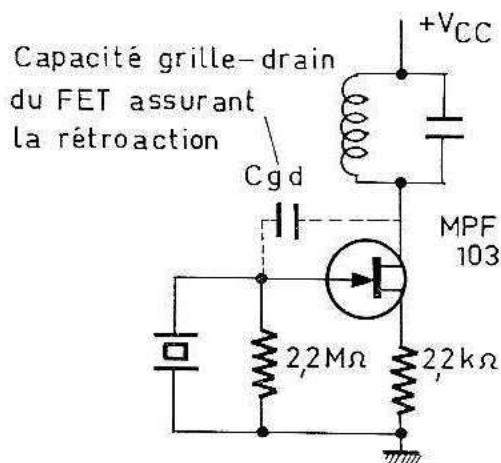


FIG. IV-10.

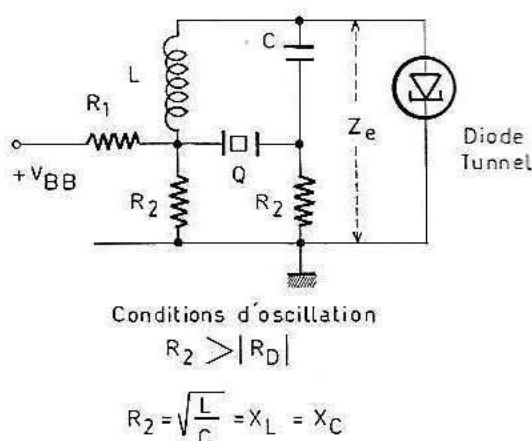


FIG. IV-11.

Quelques schémas d'oscillateurs à quartz, parmi les plus classiques sont reproduits à la figure IV-12.

Si ce qui a été dit plus haut a été bien compris, ils ne demandent qu'un minimum d'explications.

On remarquera que dans les montages (a) à (d) mettant en œuvre des transistors bipolaires, afin de réaliser l'adaptation d'impédance entre le cristal ou le circuit oscillant de charge de collecteur et le transistor le collecteur ou l'émetteur de ce dernier sont raccordés à une prise ménagée soit sur le bobinage d'accord soit sur un diviseur capacitif. Le calcul du pont de polarisation du transistor est toujours le même que celui d'un oscillateur L-C, il n'y a donc pas à y revenir (cf. chapitre précédent).

Le montage (e) mérite de retenir notre attention. Les quartz pour basse fréquence, du fait de leur masse importante sont parfois difficiles à faire osciller. Aussi est-on généralement amené à avoir recours à des cristaux spéciaux munis de trois électrodes : deux actives et une masse. Le quartz, dans le montage cité, oscille en résonance série et est excité par un amplificateur à résistances (T_2). Le signal en opposition de phase est recueilli sur la troisième électrode du cristal et est

réappliqué à l'entrée après adaptation d'impédance au moyen de T_1 monté en collecteur commun à travers le condensateur C qui constitue la chaîne de réaction.

Rien de particulier à dire au sujet des schémas (f) à (h) mettant en œuvre des T.E.C.s. Le premier est un montage dans lequel le quartz monté dans la boucle de réaction fonctionne en mode série. Le second n'est autre qu'un Pierce en source commune, tandis que le troisième utilise un quartz en over tone en mode parallèle ; c'est la capacité drain-grille du T.E.C. qui constitue la boucle de réaction.

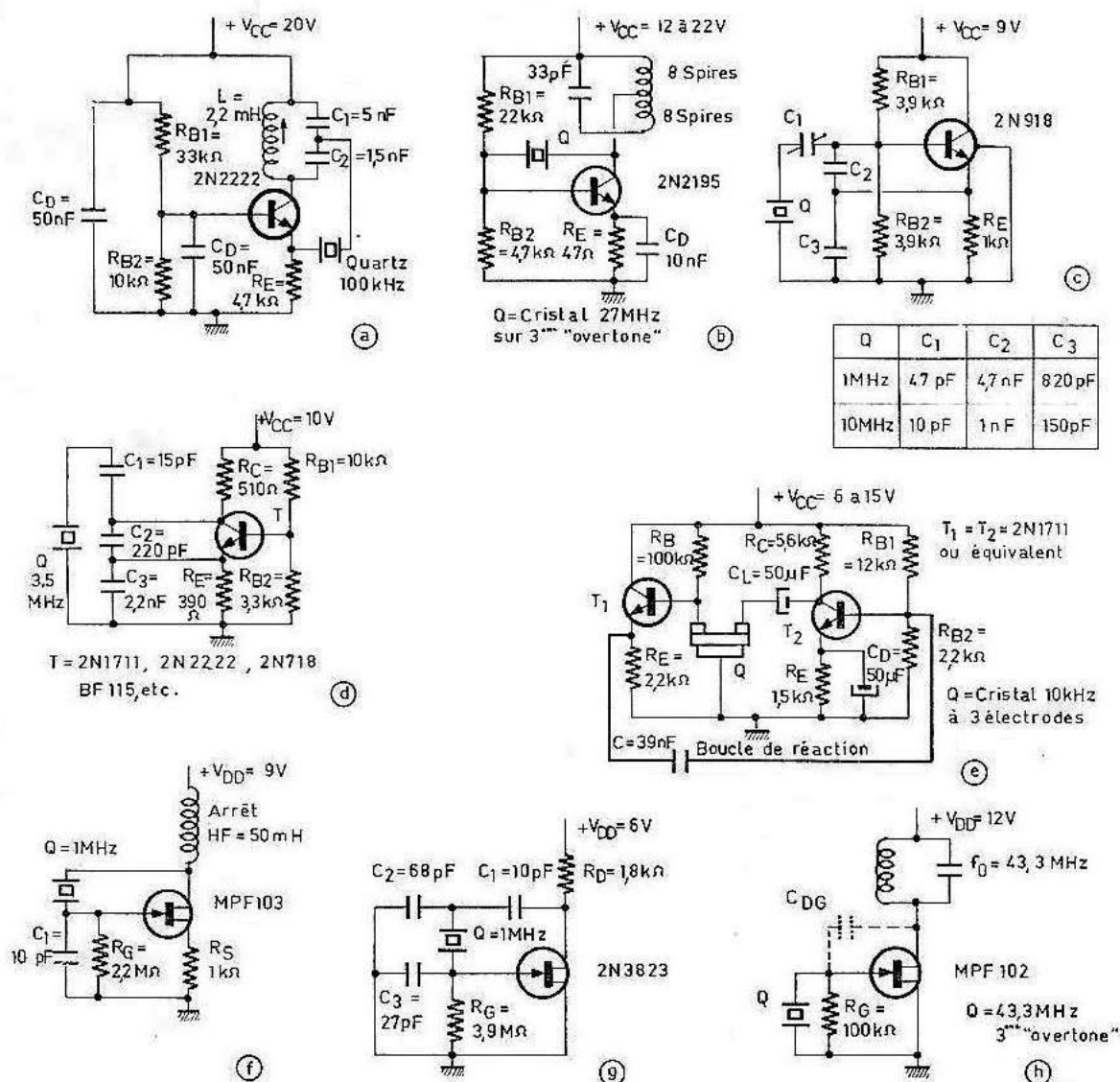
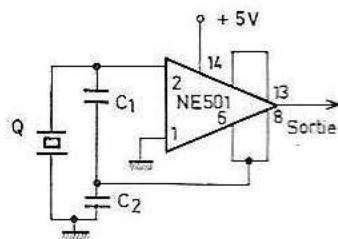


FIG. IV-12.

Les circuits intégrés, linéaires ou logiques, peuvent être utilisés pour la réalisation d'oscillateurs à quartz. Les amplificateurs opérationnels ou « vidéo » sont particulièrement bien adaptés à cet usage. La figure IV-13 en donne un exemple : le NE 501 est un amplificateur vidéo capable de fonctionner sous 5 à 6 V avec une bande passante de 150 MHz. Le montage utilisé est une adaptation du Pierce.

Les montages de la figure IV-14 méritent de retenir un instant notre attention. Ils mettent en œuvre une porte OU-NI en logique à couplage par les émetteurs (MECL Motorola). Ainsi que le montre le schéma de la figure IV-14 a cette porte n'est rien d'autre qu'un amplificateur différentiel avec collecteurs communs d'adaptation en sortie. Un tel amplificateur peut être utilisé pour la



Ampli NE 501 Signetics
 $Q = 1 \text{ à } 20 \text{ MHz}$
 $C_1 = C_2 = 2,1 \times 10^{-10} \text{ F.}$

FIG. IV-13.

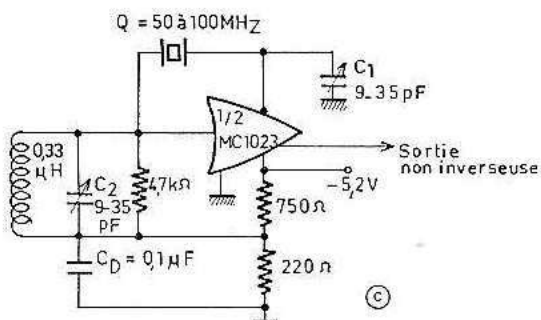
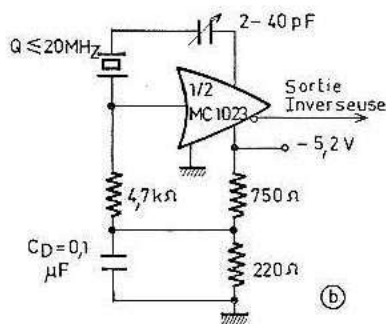
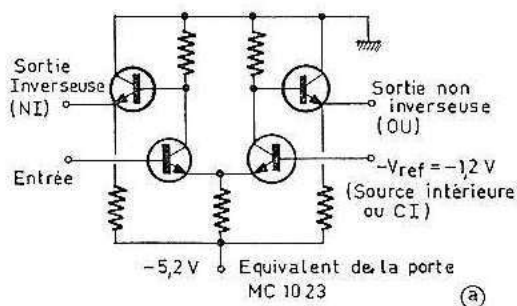


FIG. IV-14.

réalisation d'oscillateurs, à quartz en particulier. Les deux schémas (b) et (c) utilisent le quartz en mode série. C'est le retard apporté par la porte (lequel retard correspond à un déphasage) qui détermine le choix du montage en fonction de la fréquence d'oscillation. Ce retard est tel que, pour les fréquences supérieures à 50 MHz, il n'est pas possible d'utiliser comme sortie de rétroaction la sortie OU (non-inverseuse) la rotation de phase due à l'amplificateur serait trop importante. On utilise donc la sortie NI (inverseuse) en augmentant volontairement le retard, pour avoir la phase convenable, au moyen du condensateur C_1 . Cet artifice n'est pas nécessaire dans le schéma (b) fonctionnant à 20 MHz et dans lequel c'est bien la sortie OU (non-inverseuse) qui est utilisée pour la rétroaction.

Il est un schéma qui mérite d'être retenu à cause de la haute stabilité qu'il est capable de procurer : c'est le montage en pont de Meacham (fig. IV-15). Le quartz est monté dans la branche d'un pont dont les autres branches sont constituées par des résistances telles que le pont soit à l'équilibre pour la fréquence de résonance série du quartz. A la résonance on a donc :

$$\frac{R_M}{R_3} = \frac{R_1}{R_2}$$

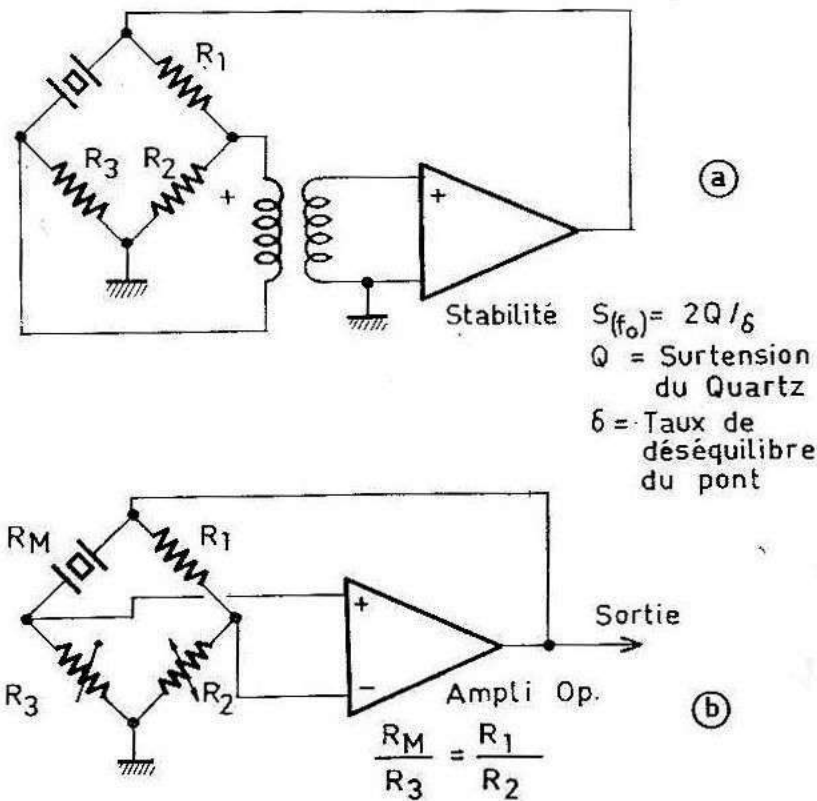


FIG. IV-15.

Ce montage n'est pas sans rappeler par son principe l'oscillateur R-C à pont de Wien.

En fait l'ensemble ne fonctionne pas à l'équilibre parfait du pont ; il n'y aurait alors aucune tension aux bornes de sa diagonale « mesure » il faut un très léger déséquilibre (δ) pour qu'il y ait oscillation. Ce déséquilibre est réglable au moyen de la résistance R_1 ou R_3 que l'on ajuste pour obtenir la meilleure stabilité possible. De plus tout comme dans les montages en pont de Wien l'une des branches de la partie apériodique du pont peut être remplacée par une résistance non linéaire : résistance à coefficient positif de température (lampe à filament de tungstène ou sensistor au silicium) pour R_2 ou au contraire résistance à coefficient négatif (thermistance CTN) pour R_1 dont la valeur variera en fonction de la tension de rétroaction appliquée au pont et en maintiendra l'équilibre juste suffisant pour que l'oscillation s'entretienne : on est donc en présence

d'un oscillateur stabilisé en tension de sortie et, comme nous le remarquerons plus loin, en fréquence puisque le taux de réaction réagit sur la stabilité en fréquence.

L'amplificateur peut être n'importe quel type dont la bande passante soit suffisante pour ne pas entraîner un déphasage trop important à la fréquence de résonance du cristal. Si l'entrée est asymétrique le couplage entre le pont et l'amplificateur sera effectué à travers un transformateur de rapport convenable (fig. IV-15 a). Les amplificateurs à entrée symétrique (opérationnels ou vidéo) nous paraissent particulièrement bien adaptés à ce montage (fig. IV-15 b). Dans ce dernier cas le grand gain de l'amplificateur permet de travailler avec un déséquilibre δ très faible, des stabilités, de 10^{-9} peuvent ainsi être atteintes.

Multivibrateurs et relaxateurs synchronisés par quartz

Si, dans un multivibrateur classique, on remplace l'un — ou les deux — condensateurs de liaison par des quartz, à condition que la constante de temps de l'autre branche ne soit pas trop éloignée de la période propre d'oscillation du cristal le montage oscillera sur la fréquence de ce dernier (fig. IV-16).

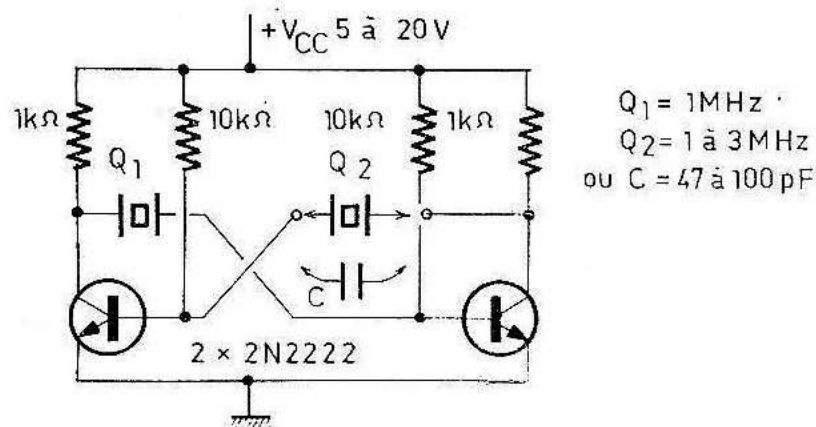


FIG. IV-16.

Dans le cas d'emploi d'un unique cristal seul le rapport cyclique du signal délivré sera affecté par la constante de temps de la branche R-C.

Dans le cas d'emploi de deux quartz le montage oscille sur la fréquence la plus basse mais le rapport des alternances positives et négatives est égal à celui des périodes propres d'oscillation des quartz à condition que ce rapport ne soit pas supérieur à 3. Par exemple si l'on utilise un quartz 1 MHz dans une branche et un quartz 2 MHz dans l'autre le montage oscillera sur 1 MHz mais le rapport des alternances positives aux alternances négatives sera de 1/2 (rapport cyclique 1/3).

A partir de ce principe il est possible de constituer des générateurs de signaux carrés au moyen de circuits intégrés logiques ou analogiques (comparateurs ou amplificateurs opérationnels). Nous en reproduisons quelques exemples à la figure IV-17.

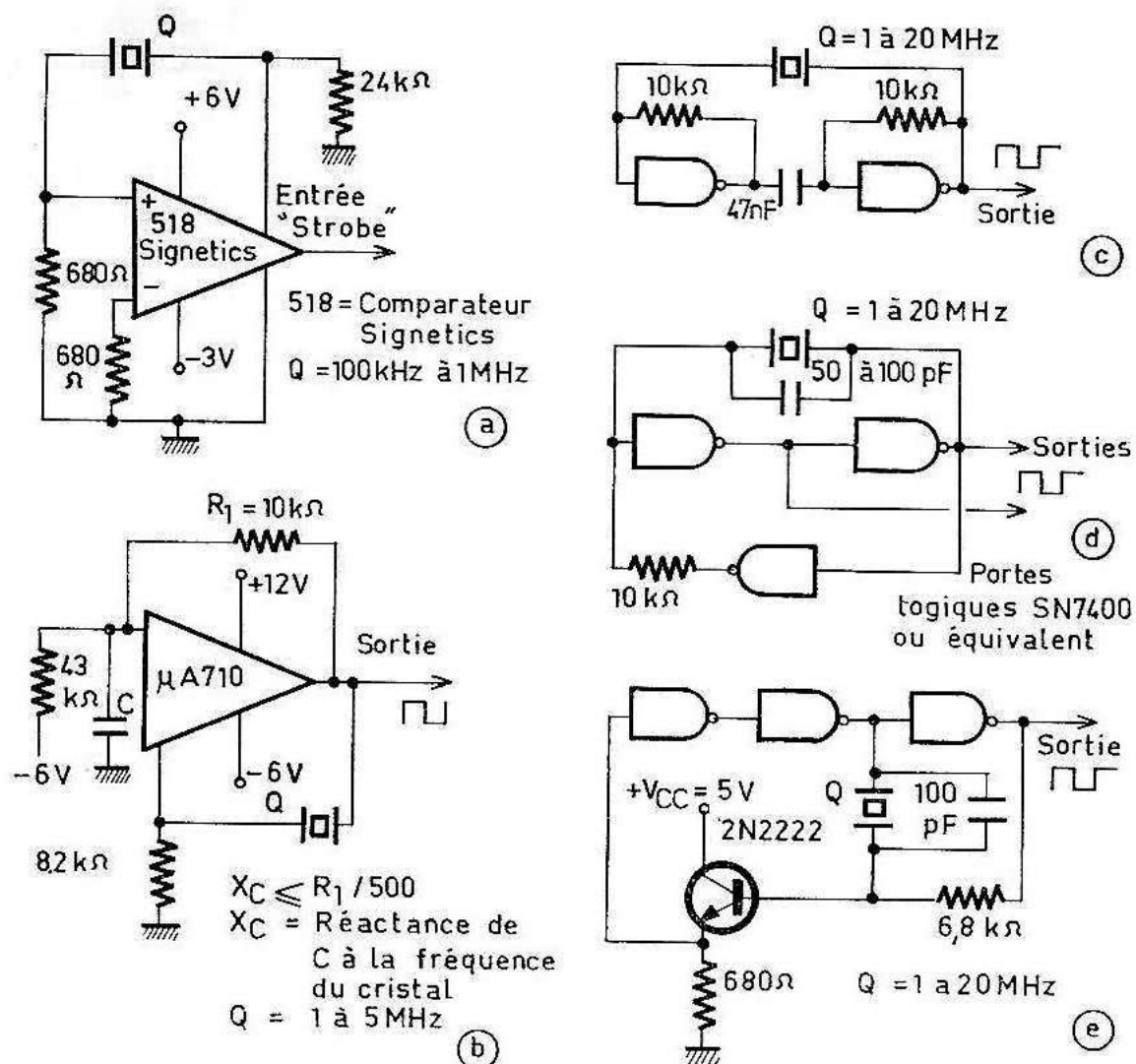


FIG. IV-17.

Toutefois, il y a lieu de remarquer que le léger retard apporté par les portes inverseuses de ce type de montage conduira le quartz à osciller sur une fréquence légèrement inférieure à celle marquée sur le quartz (à moins que l'on ait prévenu le constructeur du type de montage auquel ledit quartz était destiné, il l'aura alors taillé en conséquence).

C'est pourquoi, lorsqu'une grande précision de fréquence est exigée, nous préférons commander les circuits de logiques au moyen du montage de la figure IV-18a qui fournit un signal compatible T.T.L., D.T.L. et C.M.O.S.

On peut également utiliser un inverseur C.M.O.S. selon le montage de la figure IV-18b qui fonctionne correctement jusqu'à 10 MHz environ.

On sait qu'un relaxateur à transistor unijonction peut être synchronisé sur de brèves impulsions positives appliquées à l'émetteur ou négatives adressées à la base B₂. Certains chercheurs ont eu l'idée, partant de ce principe, de placer un cristal entre ces deux électrodes. Ils ont constaté que si la fréquence d'oscillation

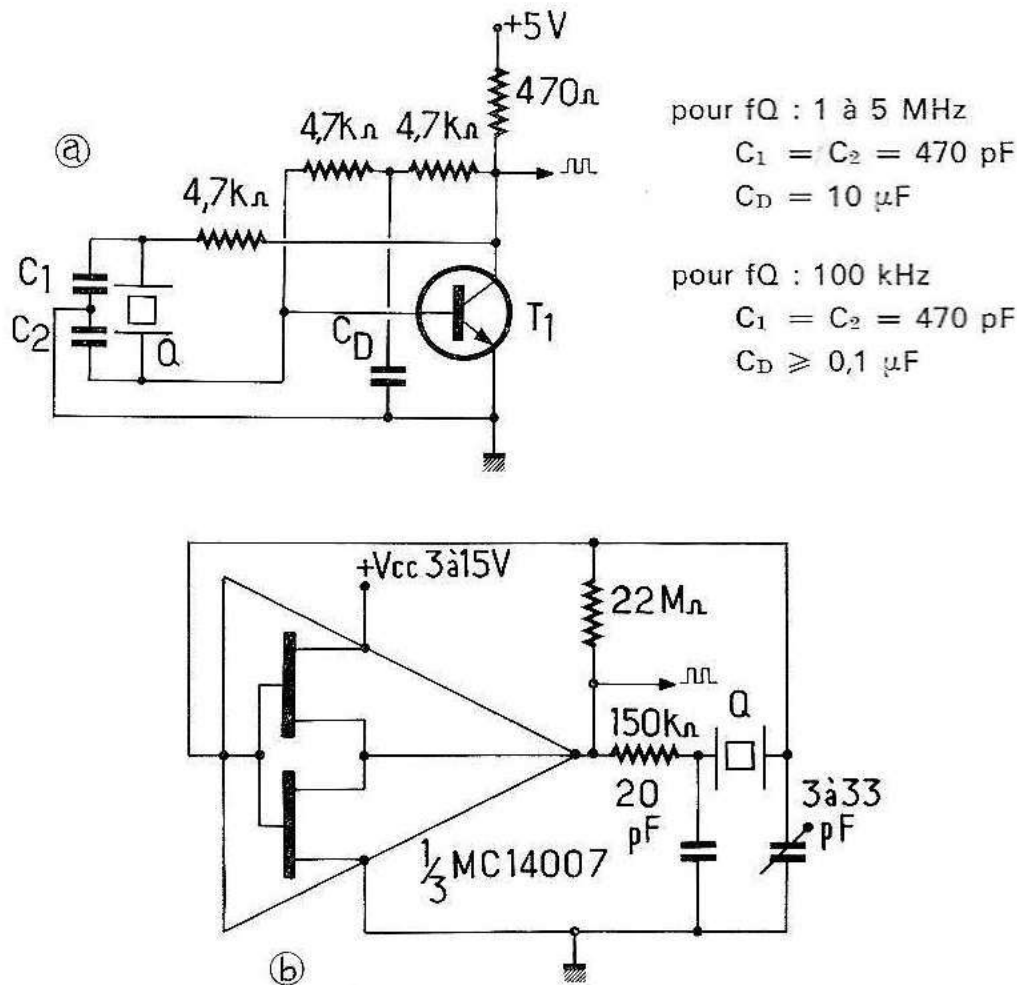


FIG. IV-18.

libre du relaxateur n'était pas trop éloignée de celle du quartz ou de l'un de ses multiples ou sous-multiples proches elle pouvait ainsi fort bien être synchronisée sur le quartz. Des essais systématiques ont montré que ce mode de fonctionnement est efficace pour des cristaux de fréquence comprise entre 50 kHz et 1 MHz. Nous reproduisons à la figure IV-19 trois montages basés sur ce principe.

Stabilité d'un oscillateur à quartz

La stabilité en fréquence d'un oscillateur à quartz est conditionnée d'une part par la stabilité propre au cristal et, d'autre part, par les caractéristiques du montage.

Nous savons que pour satisfaire les conditions d'entretien de l'oscillation il importe que la rotation de phase totale de la boucle amplificateur - rétroaction soit de 2π . Si une rotation de phase indésirable, due par exemple à des variations de capacité ou de résistance des éléments actifs ou passifs de l'amplificateur, vient à se produire il faut qu'elle soit compensée par une rotation équivalente

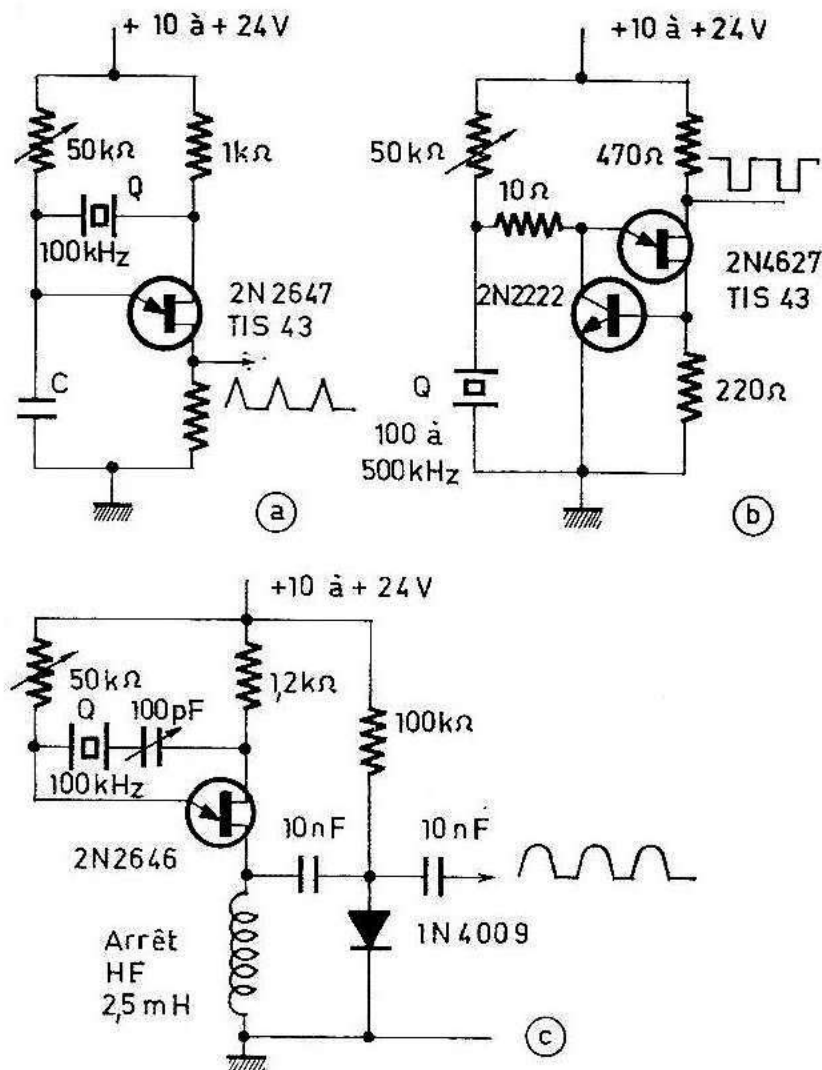


FIG. IV-19.

et de sens opposé produite par le déplacement du point de fonctionnement du cristal sur sa courbe $X = f(\omega)$ (courbe de la figure IV-6 a). Etant donné la pente importante de cette courbe, le quartz, s'il est de bonne qualité, est généralement apte à corriger toute rotation de phase indésirable introduite par les variations des caractéristiques des composants du montage sans qu'il en résulte une variation de fréquence vraiment notable.

On peut écrire qu'à un glissement de phase $\Delta\Phi_G$ se produisant dans l'amplificateur doit correspondre un glissement en sens inverse $\Delta\Phi_\beta$ dans la boucle de rétroaction et que ce glissement de phase correctif est produit par le quartz :

$$\Delta\Phi_G = -\Delta\Phi_\beta$$

mais

$$\Delta\Phi_\beta = \Delta X/R_M = 4\pi L_M \Delta f/R_M$$

d'où

$$\Delta f/f = \Delta\Phi/(4\pi L_M \Delta f/R_M)$$

ou encore

$$\begin{aligned} \Delta f/f &= \Delta\Phi/4\pi \Delta f C_M R_M \\ &= \Delta\Phi/2 Q. \end{aligned}$$

On constate que si le coefficient de surtension Q du quartz est élevé les légers glissements de phase dus aux variations de caractéristiques des composants de l'amplificateur auront une très faible influence sur la fréquence du signal délivré par l'oscillateur.

Ces glissements de phase dus aux variations des éléments R ou C du montage (en fonction de la température ou d'autres paramètres : vieillissement, variations de la tension d'alimentation, etc.) peuvent être exprimés par une expression de la forme :

$$\Delta\Phi = R\Delta C\omega$$

si nous reportons cette valeur dans l'expression précédente :

$$\begin{aligned} \Delta f/f &= \Delta\Phi/2Q \\ \text{nous obtenons} \quad \Delta f/f &= R\Delta C\omega/2Q \\ &= R\Delta C 2\pi f/2Q \end{aligned}$$

ce dont on peut conclure que lorsque la fréquence du quartz augmente il faut, pour maintenir une même stabilité que son coefficient de surtension augmente dans les mêmes proportions. Or il n'en va généralement pas ainsi. Ce qui nous amène à conclure que lorsqu'une haute stabilité est recherchée il est préférable de partir d'un quartz à fréquence relativement basse, quitte à faire suivre le pilote d'étages multiplicateurs de fréquence, cette conclusion se verra du reste confirmée dans la suite.

Quatre facteurs agissent sur la stabilité propre au quartz :

- la température,
- le taux d'excitation,
- les contraintes mécaniques,
- le vieillissement.

INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE

En ce qui concerne l'action des variations de la température, elles dépendent beaucoup de la taille du quartz. Ceux de la taille AT et GT sont ceux qui présentent le meilleur coefficient de stabilité en fonction de la température (voir courbes de figure IV-20) sur laquelle on remarque en particulier que la courbe de variation de la fréquence en fonction de la température d'un cristal de coupe AT présente une zone à pente nulle aux environs de 60 °C c'est pour cette température que devra être réglé le thermostat de l'enceinte dans laquelle sera enfermé le quartz pour obtenir la meilleure stabilité possible. Ces enceintes pourront voir leur température réglée au moyen d'une résistance chauffante contrôlée par un simple thermostat à bilame sensible. Il est toutefois préférable d'avoir recours à un dispositif électronique de régulation proportionnelle mettant en œuvre une thermistance à coefficient positif ou négatif de température. A titre d'exemple nous donnons à la figure IV-21 le schéma d'une enceinte, régulée en température, spéciale pour quartz proposée par Siemens. L'élément chauffant est constitué par un transistor de moyenne puissance fixé sur une plaque métallique maintenue en contact avec le boîtier du cristal. Le courant collecteur de ce transistor est ajusté en fonction de la température au moyen d'un capteur constitué par une résistance à coefficient positif de température.

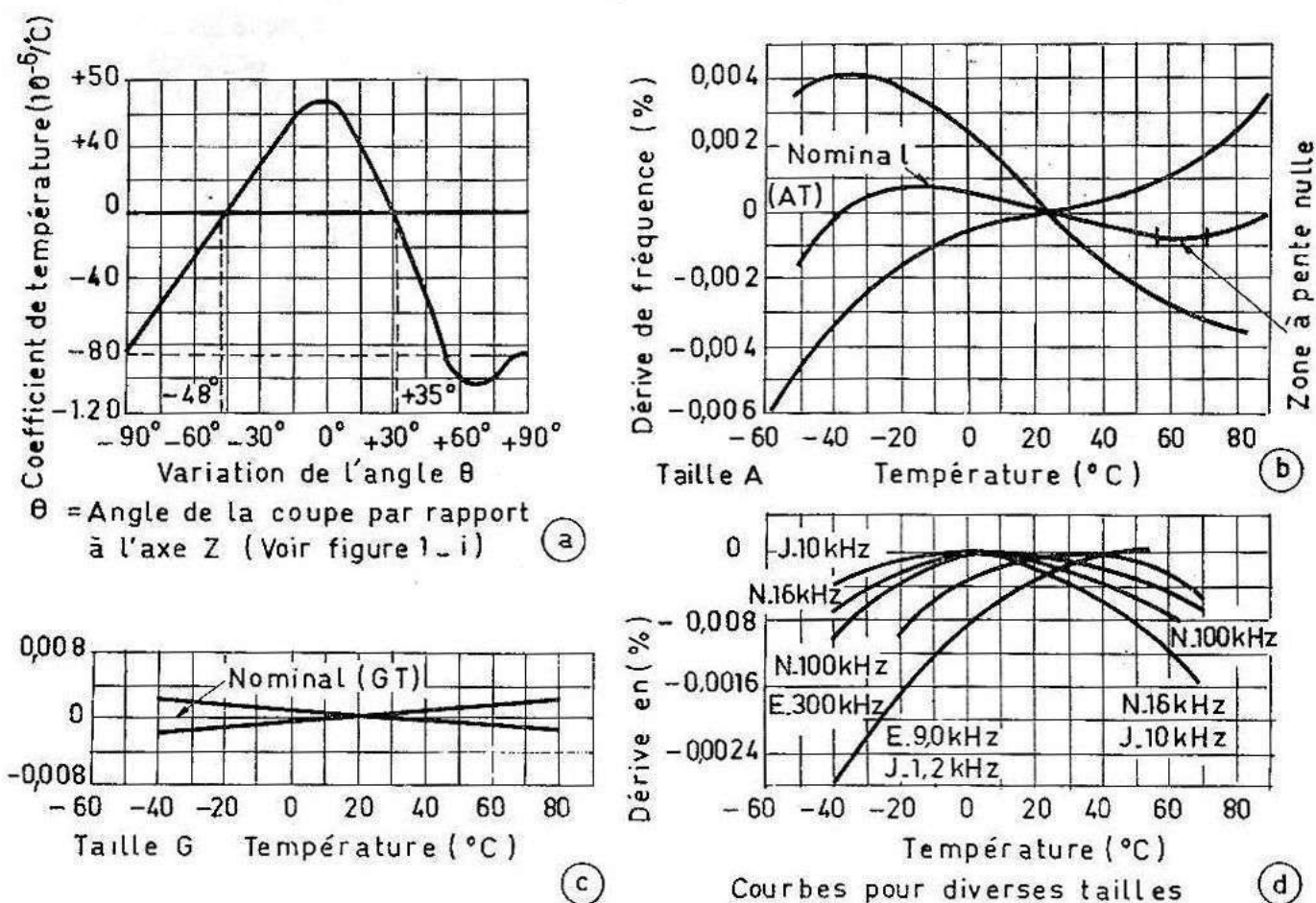


FIG. IV-20.

INFLUENCE DU TAUX D'EXCITATION

Pour qu'un oscillateur à quartz soit stable en fréquence il faut que le taux d'excitation du cristal ne soit pas trop important et qu'il varie le moins possible. L'amplificateur auquel le cristal est associé devra donc, pour obtenir une haute stabilité, être muni d'un dispositif de régulation automatique de gain qui maintienne constant le taux d'excitation du quartz quelles que soient les variations de la charge, de la température — laquelle on le sait agit également sur le gain — ou de la tension d'alimentation. C'est ici que nous prenons conscience de l'intérêt du montage en pont de Meacham décrit plus haut.

De plus une excitation trop importante peut être cause d'un échauffement anormal du cristal, c'est pourquoi il est recommandé de faire fonctionner les quartz des oscillateurs à haute stabilité avec le courant d'excitation le plus faible possible. Par exemple des quartz de coupe AT sont capables d'osciller d'une manière satisfaisante avec une puissance d'excitation de $10 \mu\text{W}$; la stabilité est alors de 2 à $3 \cdot 10^{-9}$ par dB de variation de la puissance d'excitation, performances tout à fait impossible à atteindre avec le même cristal fonctionnant avec une puissance d'excitation de 5 mW par exemple.

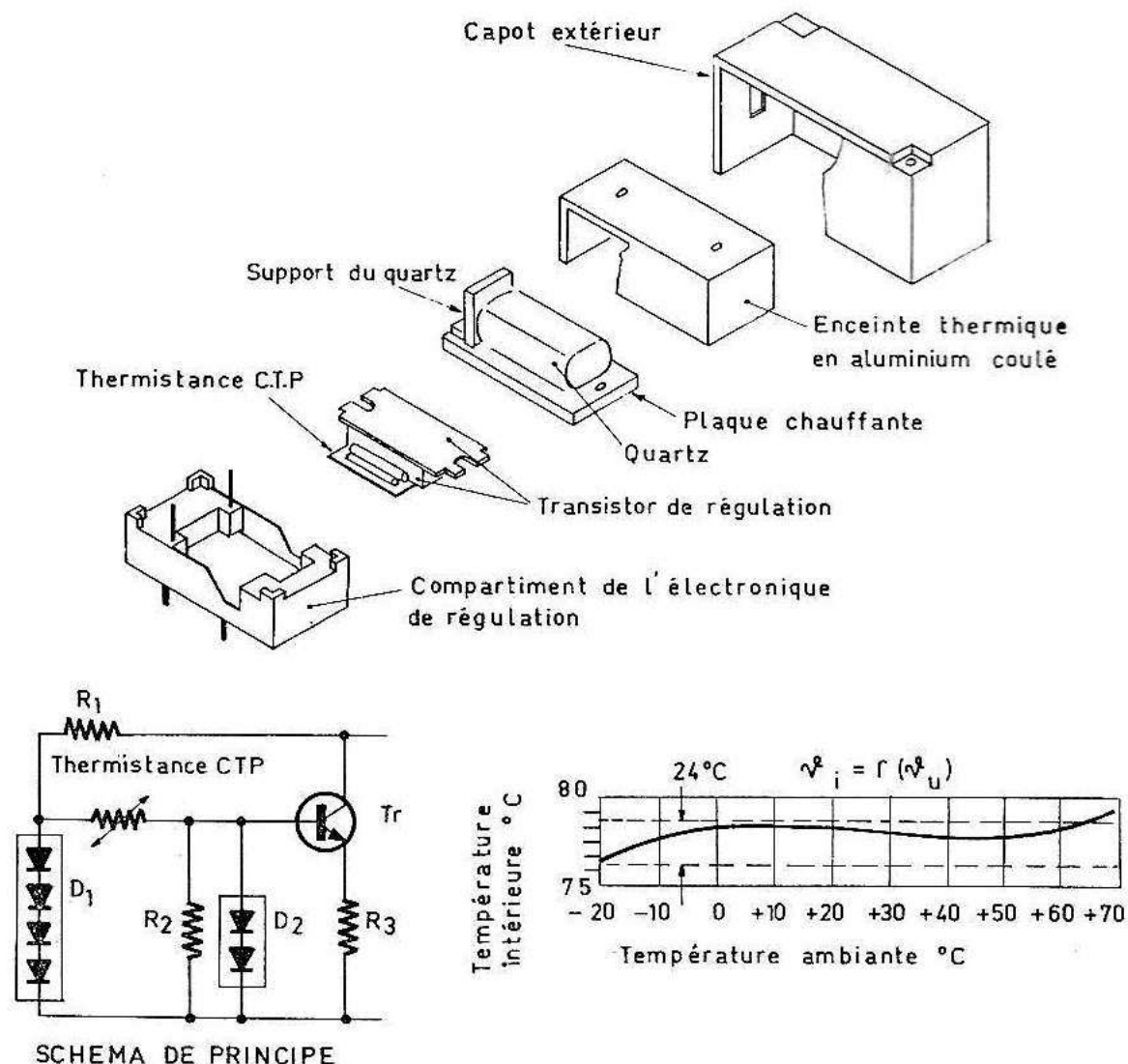


FIG. IV-21.

INFLUENCE DES CONTRAINTES MÉCANIQUES

Les chocs et vibrations influent d'une manière pernicieuse sur la fréquence des oscillateurs à quartz qui devront, lorsqu'un haut niveau de stabilité sera recherché, être montés sur des dispositifs antichoc. Ici encore, ce sont les cristaux de coupe AT qui se comportent le mieux quant à la tenue aux chocs et vibrations.

VIEILLISSEMENT

La variation de la fréquence naturelle d'un cristal en fonction du temps est d'abord relativement importante pendant les premières semaines de fonctionnement pour diminuer ensuite progressivement. Ce sont les cristaux de coupe AT prévus pour des fréquences comprises entre 1 et 5 MHz qui se comportent le mieux en vieillissant.

Une température de fonctionnement excessive ou une puissance d'excitation trop importante sont des facteurs de vieillissement prématuré des cristaux.

Moyennant des précautions particulières de taille et de montage on est parvenu à produire des quartz dont la stabilité à long terme est meilleure que 10^{-8} par an (soit 0,01 Hz par an pour un quartz 1 MHz).

Quelques considérations à retenir lors de l'établissement d'un oscillateur à quartz

La réalisation d'un oscillateur à quartz de moyenne stabilité ne pose pas de problème particulier, le calcul du circuit de polarisation du transistor est identique à celui d'un oscillateur L-C classique.

Cependant, lorsque la réalisation envisagée est plus ambitieuse (haute ou très haute stabilité) quelques points essentiels sont à retenir :

— Le montage Pierce est celui qui donne les résultats les plus sûrs dans de nombreux oscillateurs de faible puissance.

— On doit distinguer les oscillateurs à quartz qui ne comportent pas d'autre élément d'accord que le cristal et les oscillateurs *stabilisés par quartz* dans lesquels le cristal a pour fonction de synchroniser un oscillateur comportant un circuit accordé.

Les montages du premier type n'oscilleront en aucun cas si le quartz est retiré de son support.

Les seconds, par contre, peuvent, dans certains cas, osciller, grâce à un couplage par capacité parasite, même dans les cas où le cristal est absent ou défectueux. Les oscillateurs fonctionnant en over tone de même que les multivibrateurs et relaxateurs stabilisés par quartz entrent toujours dans cette catégorie.

— Les cristaux oscillant en fondamentale sur des fréquences comprises entre 1 et 5 MHz sont ceux qui présentent la meilleure stabilité et aussi, en général ceux qui demandent le minimum de puissance d'excitation. Bien qu'il soit possible actuellement de livrer des cristaux pour des fréquences comprises entre 1 kHz et 200 MHz, lorsqu'une haute stabilité est requise il est préférable, chaque fois que cela est possible, de partir d'un pilote de fréquence comprise entre 1 et 5 MHz et de procéder à une division ou une multiplication de fréquence ultérieure (1).

— Pour une bonne stabilité en fonction de la température on a le choix entre deux solutions :

— Utiliser un cristal à très faible coefficient de température (taille AT par exemple).

(1) Nous verrons au chapitre X que la boucle à verrouillage de phase (fig. IV-22) associée à un ou deux diviseurs numériques (compteurs) permet actuellement la multiplication par n'importe quel nombre (entier ou fractionnaire) de la fréquence du signal émis par l'oscillateur à quartz. Toutefois nous constaterons également que pour les facteurs de multiplication importants le signal de sortie peut se trouver affecté par une légère modulation en fréquence (« Jitter »).

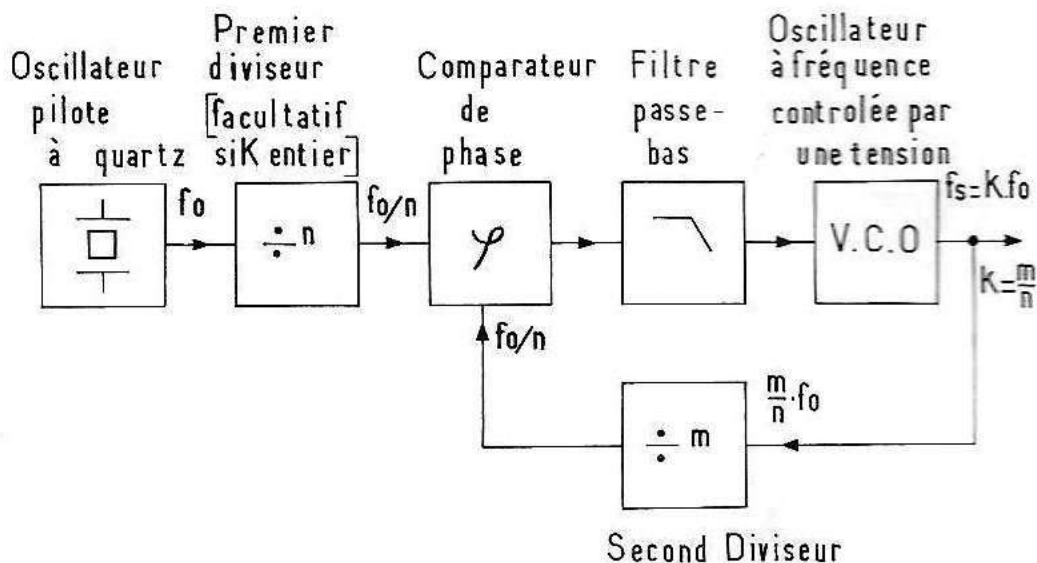


FIG IV-22.

— Ou bien prendre un quartz à Q élevé.

Si l'on a la possibilité d'enfermer le cristal dans une enceinte thermostatée avec une grande stabilité de température (on peut actuellement obtenir sans peine le $1/100$ de $^{\circ}\text{C}$) on préférera cette seconde solution).

— Les constructeurs proposent actuellement des oscillateurs complets fonctionnant sous enceinte stabilisée en température se présentant sous la forme de boîtiers de faible encombrement enfichables ou soudables directement sur circuits imprimés. Ces oscillateurs comportent même souvent les circuits de division binaire ou décimale lorsque la fréquence désirée en sortie est trop basse pour utiliser directement le signal délivré par le quartz. Il est souvent plus pratique et moins onéreux, si l'on tient compte des frais d'étude, d'avoir recours à ces sous ensembles plutôt que d'étudier soi-même l'oscillateur.

— Si, pour quelque raison que ce soit, vous êtes tenus d'étudier et de réaliser vous-même l'oscillateur n'hésitez pas à demander l'appui technique du fabricant de quartz qui, connaissant bien son matériel sera en mesure de vous donner les conseils utiles qui vous feront gagner un temps d'étude important.

Une remarque de dernière heure

En relisant ce chapitre nous constatons qu'il a été omis une précision très importante : pour rattraper le déphasage introduit par les circuits actifs de l'oscillateur (amplificateur) il est souvent nécessaire de placer un petit condensateur ajustable soit en série soit en parallèle avec le cristal afin de le faire travailler sur le point de sa caractéristique pour lequel sa fréquence d'oscillation est bien celle inscrite sur le boîtier. C'est la raison d'être du condensateur série dans les montages IV-12 c et IV-14 b, par exemple ou du condensateur shunt des figures IV-17 d et e.

DEUXIÈME PARTIE

Oscillateurs à diapasons

Inventé en 1711 par John Shore, trompettiste contemporain et interprète de Haendel, le diapason a de très bonne heure été utilisé comme standard de fréquence entretenu par voie électrique, puisque Helmholtz (1821-1894) puis Edison (1847-1931) mirent au point des techniques d'entretien d'oscillateurs à diapason, le premier au moyen d'un dispositif du type sonnerie, le second à partir d'un circuit à réaction comportant un microphone commandant un électro-aimant analogue à celui des écouteurs téléphoniques qui excitait les verges du diapason (fig. IV-23).

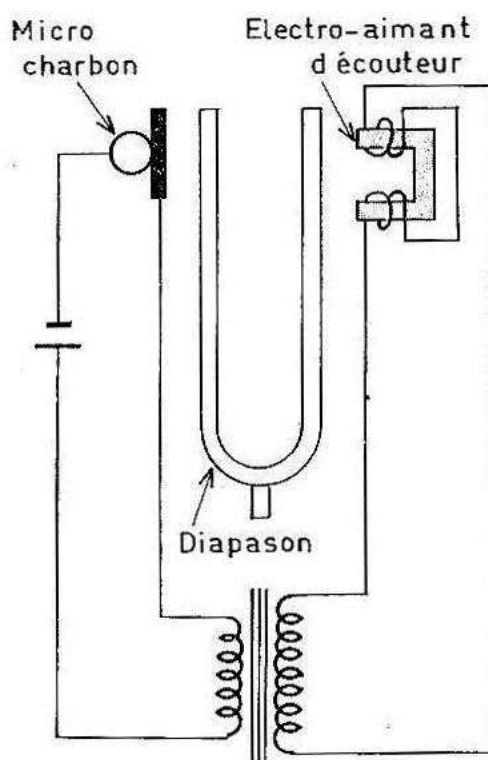


FIG. IV-23.

Depuis ces temps héroïques il a peu changé d'allure extérieure, mais ses performances (précision, stabilité, etc.) ainsi que son mode d'entretien ont considérablement évolué.

Quelques considérations d'ordre physique

On sait qu'un diapason est, en principe constitué par une tige métallique recourbée sous forme de fourche dont les branches — on dit également les verges — produisent des vibrations transversales de manière que la région courbée soit le siège de nœuds de vibration. Cette région est donc pratiquement immobile et rien n'empêche qu'elle soit beaucoup plus massive que les verges et soit utilisée comme point de fixation du diapason. Cette fixation peut être constituée par une tige extérieure (comme c'est le cas pour les diapasons utilisés pour l'accord des instruments de musique) ou intérieure à la fourche elle peut être percée de trous qui en permettront la fixation au moyen de vis sur le bâti qui portera également le dispositif d'excitation.

Les diapasons que l'on rencontre le plus fréquemment dans les standards de fréquence électroniques se présentent donc sous l'un des deux aspects schématisés en (a) et en (b) à la figure IV-24.

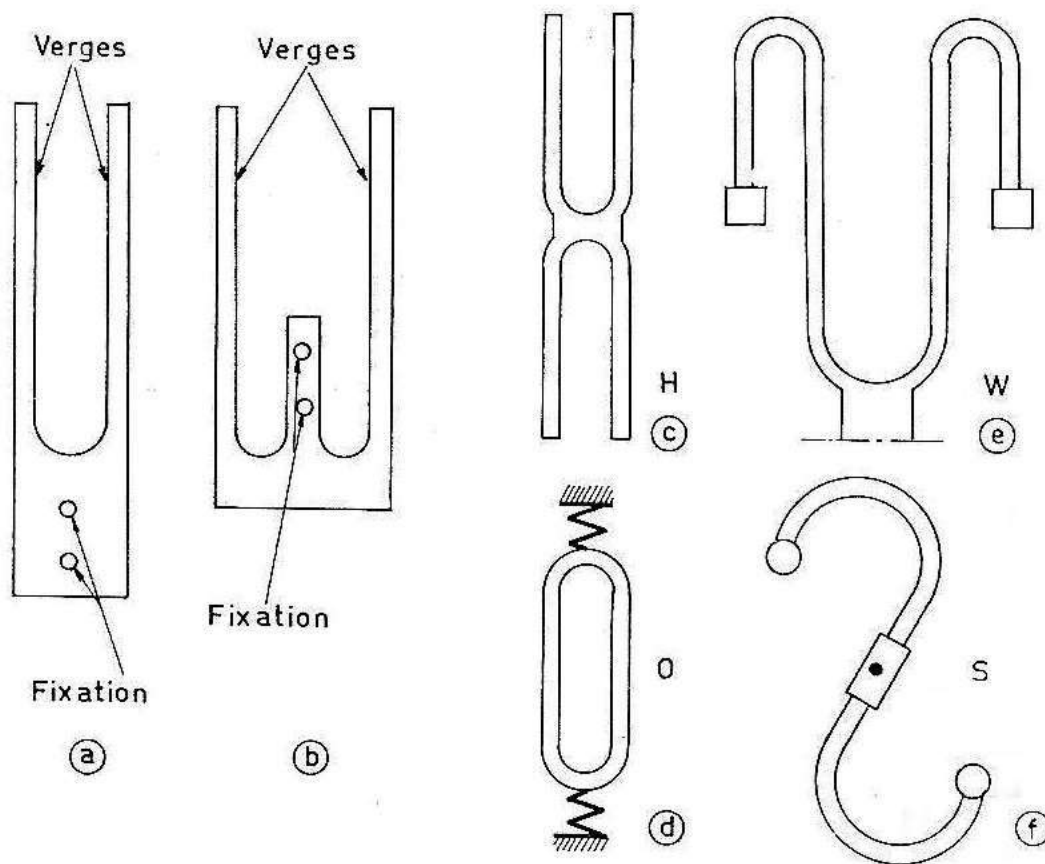


FIG. IV-24.

L'introduction de l'électronique en horlogerie a poussé à la réalisation de diapasons de taille de plus en plus restreinte, ce qui a conduit à la recherche de nouvelles configurations comme celles en H, en O, en W ou encore en S reproduites respectivement en (c, d, e et f) sur la figure IV-24. On remarque que les

deux dernières configurations comportent, afin de réduire artificiellement la longueur des branches de petites masselotes fixées à l'extrémité de ces dernières. On parvient ainsi à « descendre » à des fréquences relativement basses sans augmenter abusivement les dimensions du diapason.

Cette considération nous amène directement à la formule donnant la fréquence naturelle d'oscillation d'une lame vibrant en quart d'onde selon le mode longitudinal, comme c'est le cas pour les verges du diapason :

$$f_0 = 0,1615 \frac{e}{l} \sqrt{\frac{Y}{\rho}}$$

e : épaisseur de la lame ;

l : sa longueur ;

Y : module d'élasticité du matériau qui la compose (module d'Young) ;

ρ : densité du matériau.

Signalons au passage que pour certaines applications ne requerrant pas une très haute stabilité, un diapason rudimentaire peut être constitué par deux lames d'égales dimensions fixées rigidement sur un petit bloc de métal. Pour en faciliter le calcul nous donnons dans le tableau III la densité et le module d'Young des principaux matériaux utilisables.

Dans la pratique on trouve des diapasons dont la fréquence naturelle est comprise entre 20 Hz et 12 à 15 kHz.

Tout comme un quartz, un diapason peut être employé en « overtone ». C'est-à-dire que par un mode d'excitation particulier on peut faire vibrer les verges non plus en quart d'onde mais sur un nombre entier de quarts d'onde (fig. IV-25).

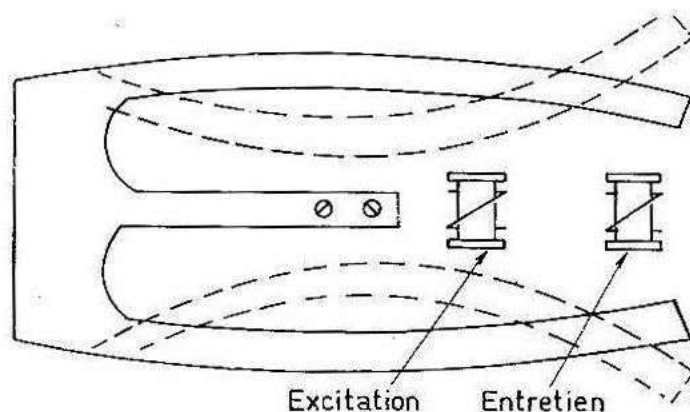


FIG. IV-25.

On parvient ainsi à faire vibrer des diapasons spécialement étudiés sur des fréquences jusqu'à six fois supérieures à la fondamentale.

Précision et stabilité

La précision instantanée de la fréquence du signal fourni par un diapason peut, théoriquement, être aussi grande que l'on veut, c'est simplement une question de finesse d'ajustage de la longueur ou de l'épaisseur des verges.

Par contre la stabilité en fréquence dépend de divers paramètres dont la température, qui agit simultanément sur les dimensions physiques du diapason et sur la densité du matériau qui le constitue, est le plus important.

Pour un diapason en acier ordinaire, du genre de ceux utilisés pour l'accord des instruments de musique, l'action de la température est d'environ $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ ce qui signifie que pour une variation de température ambiante de 50°C la fréquence d'un diapason 440 Hz (La 3) variera de 2,2 Hz (soit 0,5 %, ce qui est très important).

On a donc été conduit à mettre en œuvre différentes techniques de stabilisation, dont la plus simple consiste à maintenir le diapason à température constante dans une enceinte thermostatée. Mais les impératifs de miniaturisation ont conduit à la recherche d'autres méthodes de stabilisation, en agissant sur la constitution même du diapason par :

— l'emploi de lames bimétalliques composée de deux métaux présentant l'un un coefficient positif de température et l'autre négatif et laminés ensemble. Si le choix des métaux et de leurs épaisseurs respectives sont convenables on

TABLEAU III. — *Caractéristiques des matériaux pouvant constituer des lames vibrantes*

Matériaux	Module d'élasticité Y	Densité ρ
Acier ressort	21 000	7,8
Tombac	10 000	8,65
Maillechort	12 500	8,4 - 8,7
Bronze phosphoreux..	11 000	8,8

parvient à réaliser des diapasons stables en fréquence dans une vaste gamme de température. Mais cette méthode est parfois difficile à mettre en œuvre avec précision dans une fabrication de série ;

— une autre méthode, développée par l'Institut Straumann, consiste en l'emploi d'alliages thermocompensés. Ce n'est plus par laminage de deux métaux à coefficients de température complémentaire, mais par leur alliage qu'est obtenu l'effet de stabilisation ; ce qui permet un ajustage plus aisé de la fréquence des

diapasons en agissant aussi bien sur l'épaisseur des branches que sur leur longueur, méthode beaucoup plus délicate à mettre en œuvre dans le cas de bilames. On peut ainsi réaliser des standards de fréquence dont la dérive en fonction de la température n'excède pas $5 \cdot 10^{-6}$ à $7 \cdot 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$ dans une gamme de température comprise entre -55 et $+85^{\circ}\text{C}$.

D'autres paramètres agissent également sur la stabilité en fréquence d'un diapason :

— *La gravité* qui se manifeste soit dans l'orientation du diapason, soit dans l'altitude à laquelle on le fait fonctionner, soit encore par l'accélération (considérations importantes en aviation ou en aérospatiale). Par exemple, le fait de déplacer un diapason de la position horizontale à la position verticale agit sur la fréquence selon une loi inversement proportionnelle à la longueur des branches et au carré de sa fréquence naturelle d'oscillation :

$$\Delta f_0/f_0 = k/l f_0^2$$

k étant un coefficient fonction de la nature du matériau dont est constitué le diapason. Ainsi, un diapason 100 Hz dont les branches ont une longueur de 7 à 8 cm voit sa fréquence varier de $1,8 \cdot 10^{-6}$ lorsqu'il passe de la position horizontale à la position verticale. Dans les cas de diapasons utilisés en horlogerie l'erreur est exprimée en écart de temps par jour :

$$\Delta t \simeq 1,4/l f_0^2.$$

On voit immédiatement qu'il y a intérêt dans les standards de fréquence à haute précision, à utiliser des diapasons à fréquence relativement élevée.

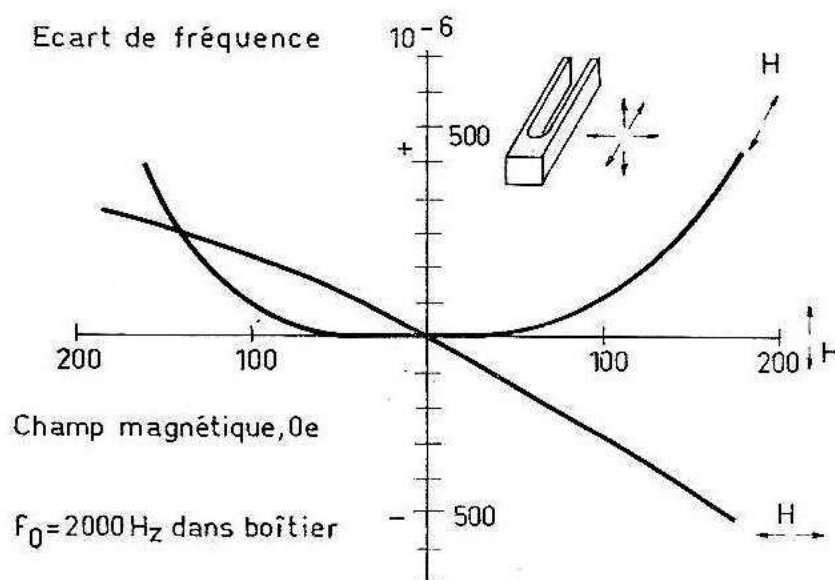


FIG. IV-26.

— *Le champ magnétique* agit également sur la stabilité des diapasons constitués en matériau magnétique. Il peut aussi bien s'agir du champ magnétique terrestre (erreurs dues à l'orientation) que de champs parasites ou encore d'un

excès de champ d'excitation. Dans les standards de fréquence à haute précision, toutes les précautions sont donc prises aussi bien pour soustraire le diapason aux champs perturbateurs extérieurs que pour stabiliser le champ d'excitation à une valeur correcte. Nous reproduisons à la figure IV-26 la courbe de variation de la fréquence naturelle d'un diapason en fonction de l'intensité du champ magnétique extérieur orienté selon les trois directions par rapport à l'axe dudit diapason.

— *Le vieillissement* tout comme un quartz, un diapason est sujet au phénomène de vieillissement. En général la période initiale de vieillissement est assez courte (au maximum quelques mois) puis la fréquence naturelle se stabilise progressivement. Les diapasons sont le plus souvent livrés après vieillissement accéléré en les faisant fonctionner à température variable dans les limites extrêmes d'utilisation. L'expérience montre que leur fiabilité est en général excellente puisque la moyenne des temps de bon fonctionnement (M.T.B.F.) atteint 200 000 h pour 90 % au moins des diapasons fournis en 15 ans par une firme américaine.

Facteur de qualité

On sait que le facteur de qualité Q d'un circuit oscillant électrique peut être défini par le rapport de sa fréquence naturelle à sa bande passante Δf à -3 dB :

$$Q = f_0 / \Delta f \quad (\text{fig. IV-27}).$$

On peut définir de la même façon le facteur de qualité des diapasons. Celui-ci atteint 5 000 pour les modèles de fabrication courante. Moyennant des précautions particulières (choix judicieux du matériau, mode de fixation très bien étudié,

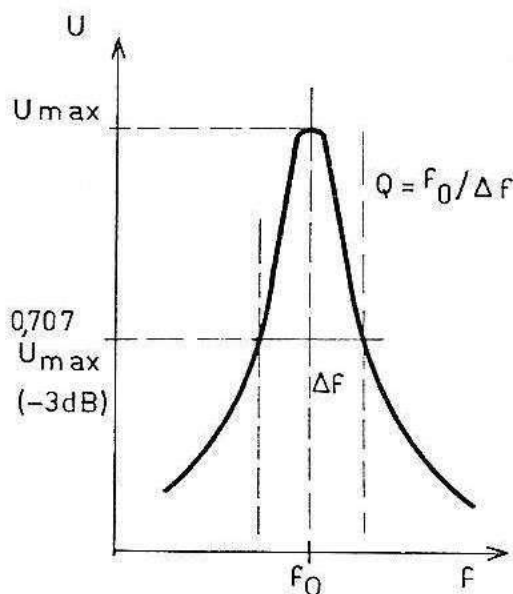


FIG. IV-27.

diapason fonctionnant dans le vide pour diminuer l'amortissement apporté par la friction de l'air, etc.) on est parvenu à réaliser des diapasons dont le coefficient de qualité atteignait 25 000.

Méthode d'entretien de l'oscillation

Le mode le plus courant d'excitation des diapasons est le mode électromagnétique. Des bobines sont disposées soit de part et d'autre des verges (fig. IV-28 a) soit encore entre celles-ci (fig. IV-28 b). L'un de ces enroulements est parcouru par le courant de sortie d'un amplificateur (à tubes, à transistors ou circuit intégré monolithique) c'est la bobine d'excitation (Drive Coil) et l'autre (bobine d'entretien : Pick-up Coil) transforme les vibrations mécaniques du diapason en oscillations électriques qui sont réinjectées à l'entrée de l'amplificateur. On est bien en face du schéma général des oscillateurs : amplificateur avec rétroaction positive sélective. Le circuit de rétroaction étant constitué par le jeu des bobines d'excitation et d'entretien et le circuit sélectif par le diapason lui-même.

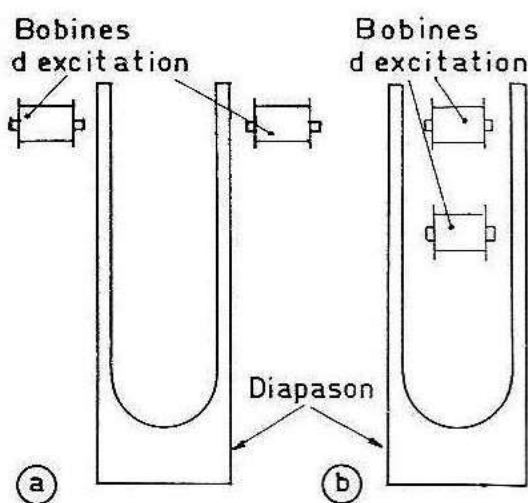


FIG. IV-28.

Il y a peu à dire sur les schémas utilisés qui se ramènent à ceux d'oscillateurs B.F. Le mode de fonctionnement le plus favorable à tous les points de vue est celui en classe C car il ne s'agit au fond que de fournir au diapason de brèves impulsions d'entretien et c'est effectivement ce qui se passe dans cette classe d'oscillateurs dans laquelle le transistor fonctionne avec un excellent rendement énergétique. Quelques schémas type sont reproduits à la figure IV-29.

Lorsqu'une haute stabilité est recherchée l'amplitude de la tension aux bornes de la bobine d'excitation (et par conséquent le courant qui la traverse peut être stabilisée au moyen de diodes de Zener placées aux bornes de cette bobine (fig. IV-27 d).

Tout comme dans les oscillateurs à quartz, il est parfois possible d'ajuster, dans de très faibles limites, la fréquence du signal délivré par le montage au moyen d'un réseau R.C. ou R.L. judicieusement disposé (fig. IV-29 e).

Si le couplage magnétique entre la bobine excitatrice et la bobine d'entretien d'un diapason est trop serré il peut en résulter un phénomène assez déplaisant : le montage oscille non plus sur la fréquence naturelle du diapason mais sur celle du circuit accordé constitué par les bobines et leurs capacités parasites. Le diapa-

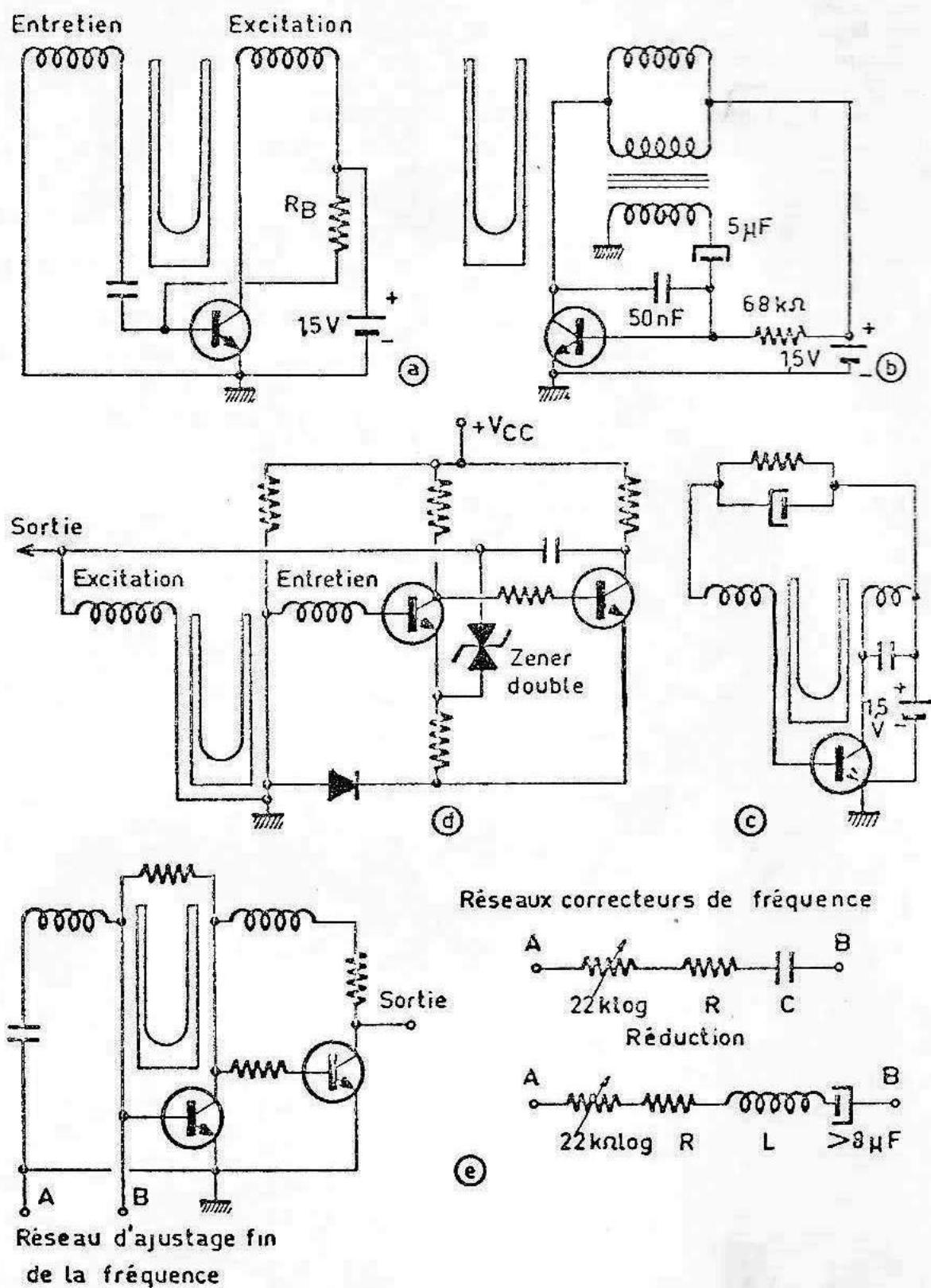


FIG. IV-29.

son n'étant plus excité sur sa fréquence reste alors inerte. Pour obvier cet inconvénient les ingénieurs de la firme Tracor ont imaginé de placer lesdites bobines en regard entre les branches du diapason, une bobine auxiliaire montée en opposition de phase avec la bobine d'excitation et en série avec cette dernière en annule pratiquement l'influence directe sur la bobine d'entretien tandis que, du fait de sa position mécanique elle en renforce l'effet sur les branches du diapason (fig. IV-30).

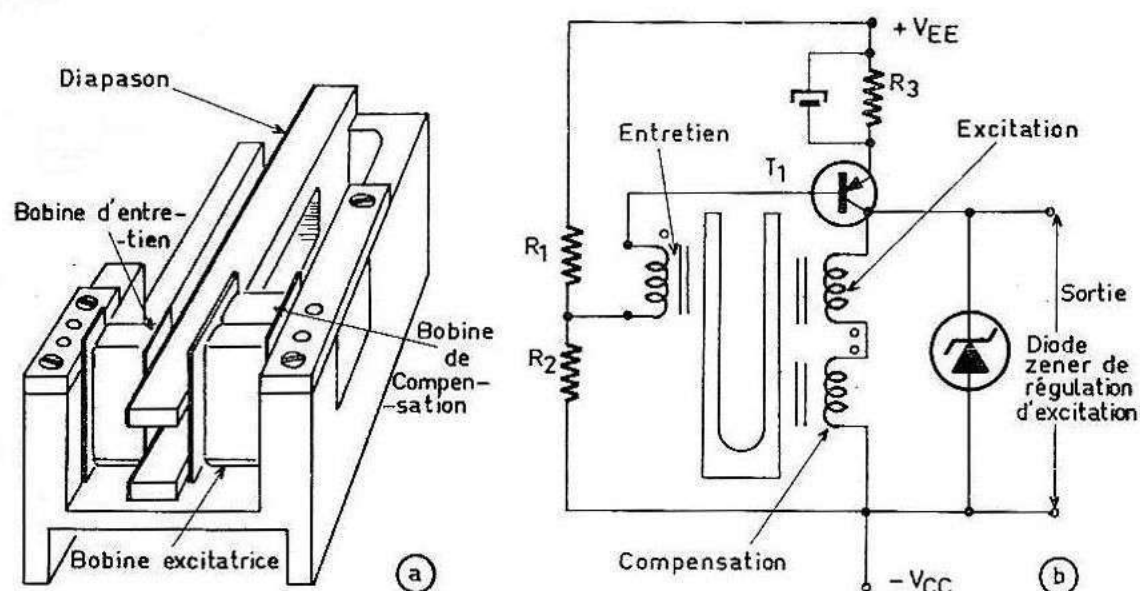


FIG. IV-30.

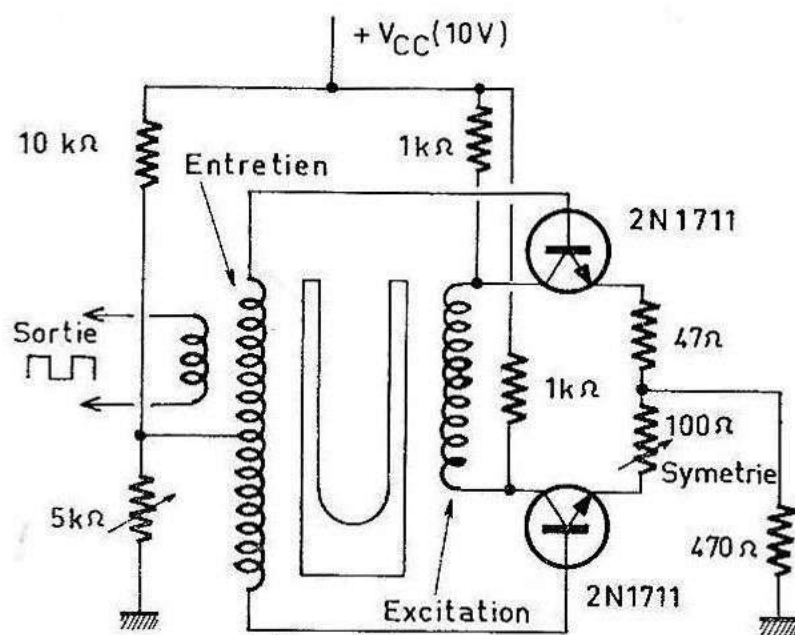


FIG. IV-31.

Selon le degré de couplage entre les bobines et le gain en boucle fermée du montage un oscillateur à diapason peut fournir un signal carré ou sinusoïdal. Pour la production de signaux carrés on peut également mettre en œuvre un schéma du type multivibrateur à couplage inductif (fig. IV-31).

— Une autre méthode d'entretien est le mode électrodynamique. Ici les bobines sont fixes, tout comme dans le mode précédent mais de petits aimants en ferrite ou en alliage magnétique spécial (Pt-Co ou Sm-Co₅) : fixés à l'extrémité des verges — qui peuvent alors être constituées en matériau non-magnétique — se déplacent à l'intérieur des bobines (fig. IV-32). Cette disposition qui alourdit l'extrémité des branches du diapason en diminue la fréquence naturelle et permet la réalisation de diapasons pour fréquences basses sous de faibles dimensions. Les schémas de montages oscillateurs mettant en œuvre ce type de dispositifs ne diffèrent en rien de ceux de la figure IV-29.

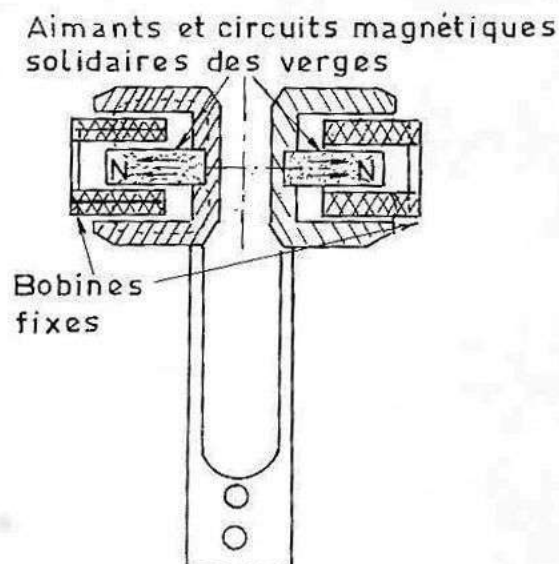


FIG. IV-32.

Différents autres modes d'excitation sont encore possibles, par exemple le mode électrostatique. En particulier, vers 1965 les ingénieurs de Westinghouse avaient mis au point un « transistor à effet de champ M.O.S. à grille vibrante ». L'électrode de commande de ce transistor était constituée par une minuscule lame en alliage d'or laminé de quelques microns d'épaisseur et de un millimètre environ de longueur dont la vibration mécanique était excitée par voie électrostatique au moyen d'une électrode intégrée dans le substrat et portée à un potentiel alternatif comportant une composante continue de 30 à 50 V (fig. IV-33). A notre connaissance, ce dispositif n'a pas connu un important développement commercial, mais il ne nous a pas semblé inutile de le signaler car, qui sait, il réapparaîtra peut-être un jour.

Par contre le mode d'excitation par voie piézoélectrique, mis au point par les Etablissements Stettner & Co, connaît un développement commercial intéressant. Le diapason en acier porte à la base des verges de petites plaquettes en céramique

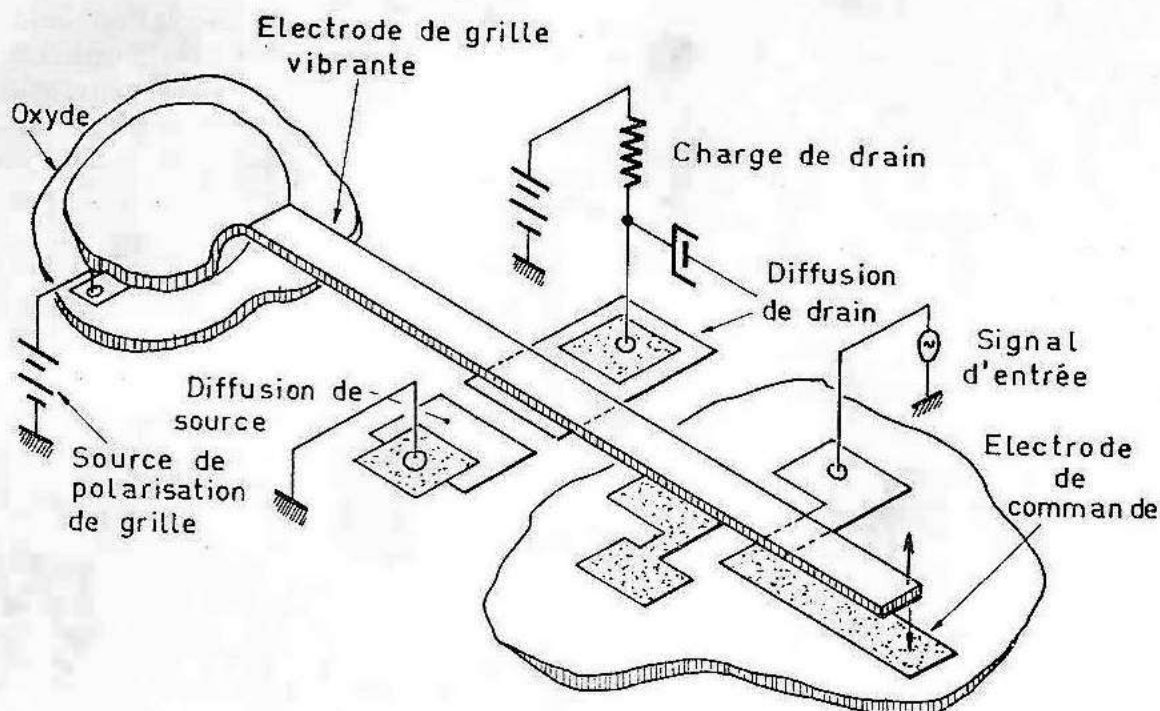


FIG. IV-33.

piézoélectrique qui jouent le rôle d'excitateur (fig. IV-34 a). La réalisation d'oscillateurs pilotés par ces diapasons présentait un problème difficilement soluble du fait que les tensions recueillies entre entrée et sortie ne sont pas déphasées de π mais de $\pi/2$. Deux solutions étaient possibles :

— Soit introduire dans la boucle de réaction un circuit déphasant de $\pi/2$ de manière à rétablir le déphasage de π nécessaire à l'entretien d'une oscillation au moyen d'un amplificateur à deux étages.

— Soit faire travailler le diapason sur le flanc de sa courbe de phase. C'est cette solution qui a été retenue dans le montage reproduit à la figure IV-34 b. La fréquence du signal ainsi délivré se trouve alors décalée de 0,2 à 0,5 % en dessous de la résonance.

Les branches d'un diapason ne sont pas forcément métalliques elles peuvent par exemple être en quartz. C'est le cas du minuscule diapason présenté par LIP qui comporte deux lames de quartz piézoélectrique judicieusement taillées selon l'orientation voulue par rapport aux axes cristallins et fixées par un procédé spécial de part et d'autre du bloc support métallique. L'excitation par voie piézoélectrique est fournie au moyen d'électrodes métalliques déposées par évaporation sous vide sur les verges du diapason. Une puissance électrique de quelques microwatts est suffisante pour entretenir l'oscillation (fig. IV-35).

Il a été également réalisé des diapasons constitués par des verges en quartz fondu (A_1 et A_2 sur la figure IV-36) soudées par migration moléculaire sur le bloc support métallique (F). L'excitation par voie magnétodynamique est obtenue en fixant à l'extrémité des verges de minuscules aimants (M) en alliage Pt-Co ou Sm-Co₅ soumises au champ d'un inducteur (B).

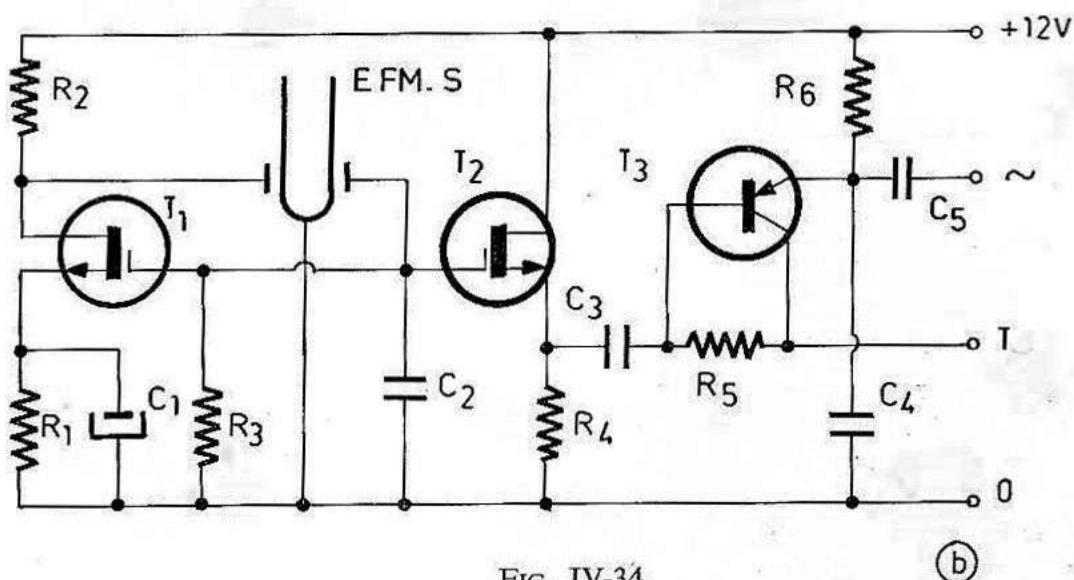
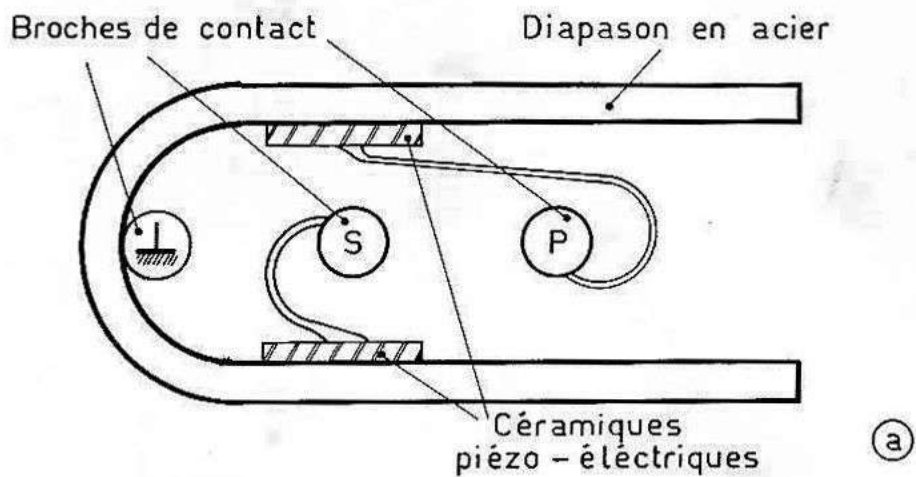


FIG. IV-34.

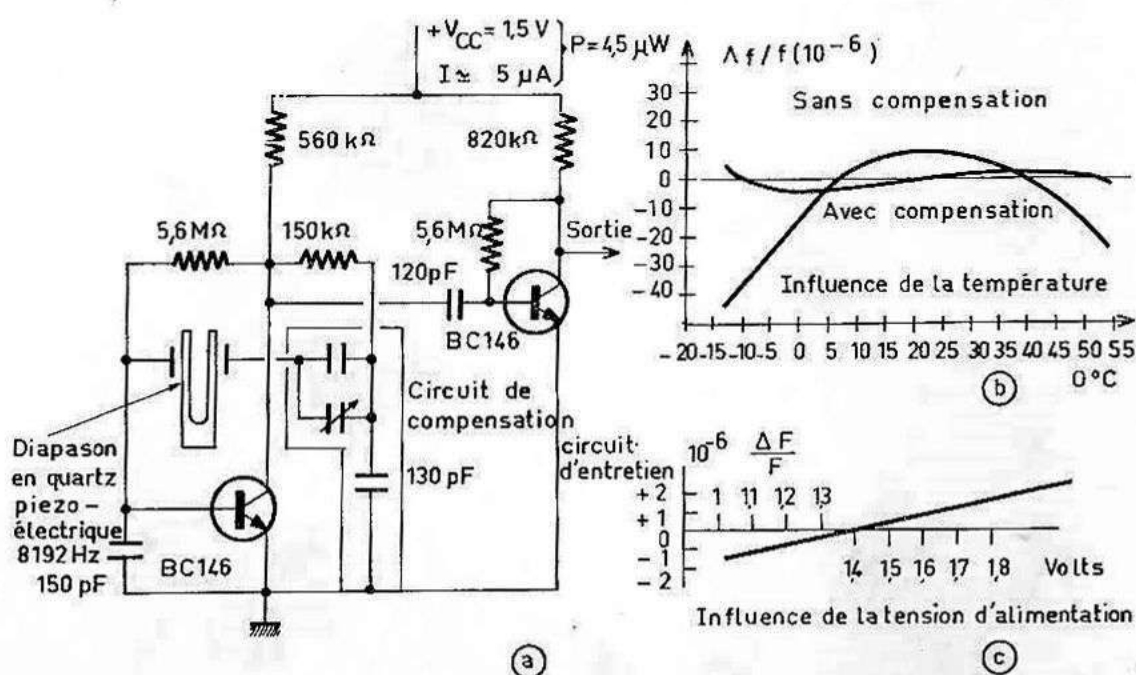
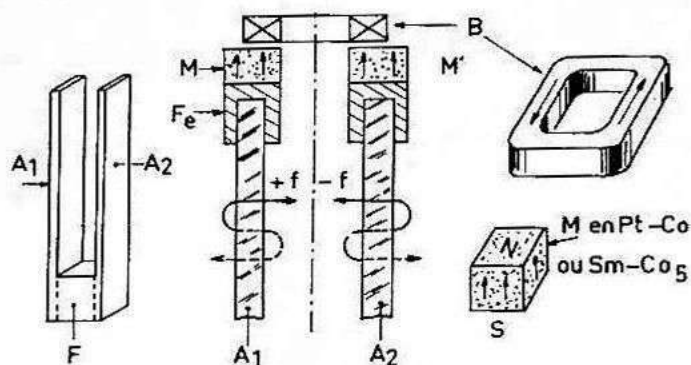


FIG. IV-35.



A₁ et A₂ = Verges en quartz fondu
 B Inducteur
 M Micro-aimants
 F Pièce métallique de fixation

FIG. IV-36.

Présentation mécanique des diapasons

Les diapasons peuvent être fournis nus ou bien encore associés à leur dispositif d'excitation. Ils sont alors présentés sous boîtier métallique (thermostaté ou non) souvent rempli d'un gaz inerte. Les modèles de haute précision et à haut facteur de qualité sont souvent livrés sous ampoule en verre, à vide poussé, munies d'un brochage standard du type octal.

Très souvent les constructeurs proposent des oscillateurs complets comportant le diapason et les circuits électroniques d'entretien sous boîtier étanche avec sorties soudables directement sur circuit imprimé. Il existe également des intermédiaires comportant d'une part un culot octal pour recevoir un diapason sous ampoule en verre et d'autre part un brochage, octal également, pour enfichage sur le montage ; les circuits d'entretien étant logés dans le culot de l'adaptateur.

TROISIÈME PARTIE

Quartz ou diapason, que choisir ?

Il n'y a que très peu d'années la réponse à cette question était simple : en dessous de 10 kHz le diapason s'imposait, les quartz pour ces fréquences, très massifs, étaient assez difficiles à faire osciller et au-dessus de 10 kHz le quartz était la seule solution.

Dans l'état actuel des choses, depuis la production en grande série de diviseurs de fréquence binaires, décimaux ou sexagésimaux en circuits intégrés, il est souvent plus aisé et même plus économique de partir d'un quartz de fréquence comprise entre 1 et 5 MHz plus stables et plus aisés à faire osciller et au moyen de diviseurs d'en ramener la fréquence à celle recherchée, aussi basse soit-elle.

Pratiquement tous les fabricants de quartz proposent de tels ensembles, oscillateur à quartz et diviseurs, enfermés dans un même boîtier thermostaté ou non capables de délivrer n'importe quelle fréquence comprise entre plusieurs dizaines de mégahertz et une fraction de hertz. Enfichables ou soudables directement sur circuit imprimés, ces sous-ensembles de faibles dimensions offrent un signal dont la stabilité est de l'ordre de $5 \cdot 10^{-6}$ ce qui, dans beaucoup de cas est très suffisant. Le signal délivré est, du moins pour les basses fréquences, généralement carré mais il est toujours possible, lorsque ceci est nécessaire, de lui rendre l'allure sinusoïdale au moyen d'un filtre passe bas du troisième ou du quatrième ordre ayant sa fréquence de coupure située aux environs de la fondamentale. Pour obtenir un signal encore plus « propre » on peut également faire appel à des filtres passe-bande à bande étroite (filtres actifs).

Tous ces oscillateurs peuvent généralement être obtenus sous deux versions : signal de sortie sinusoïdal ou carré. A notre avis, sauf dispositions particulières, la version « signal carré » est plus intéressante car elle permet de commander directement des diviseurs de fréquence numériques. L'allure sinusoïdale pouvant toujours être restituée si le besoin s'en faisait sentir au moyen de filtres.

Par contre, en faveur du diapason deux points sont à retenir :

1° La dérive en fréquence en fonction de la température d'un diapason thermocompensé (verges bimétalliques ou alliage spécial) est beaucoup plus faible que celle d'un quartz, ainsi que le prouvent les courbes de la figure IV-37 sur laquelle on voit qu'une dérive de $\pm 1,5 \cdot 10^{-6}$ peut être aisément maintenue dans une gamme importante de température (-5 à $+75$ °C). Pour obtenir la même stabilité avec un quartz il faudrait faire appel à une enceinte soigneusement thermostatée. Ce que l'on gagnerait sur le prix du quartz (meilleur marché, compte tenu des diviseurs de fréquence éventuels) serait largement compensé par le prix de l'enceinte et de son dispositif de régulation.

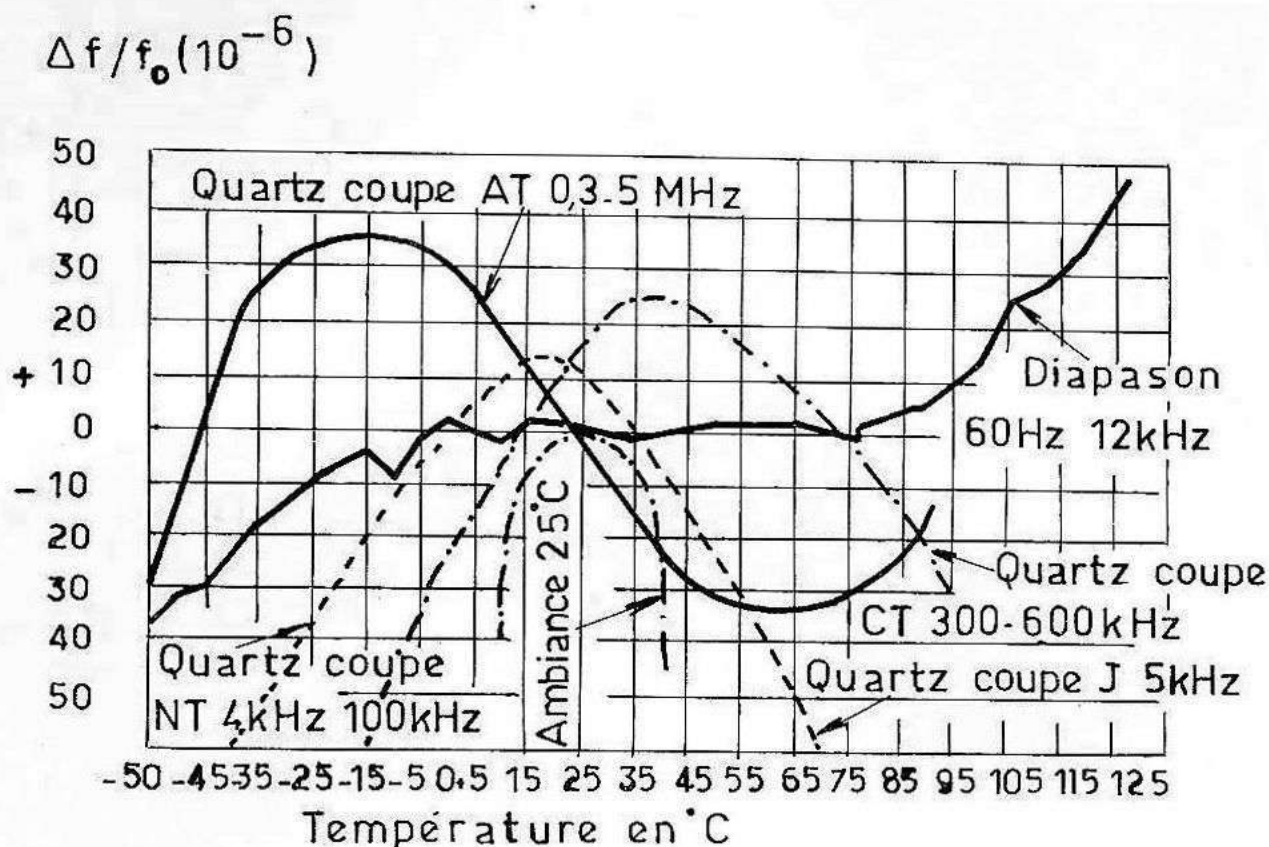


FIG. IV-37.

2° Le diapason paraît actuellement encore plus aisé à mettre en œuvre en horlogerie car il est capable d'entraîner directement le mécanisme d'une horloge ou d'une montre soit au moyen d'un cliquet solidaire de l'une de ses verges et d'une roue à rochet (fig. IV-38) soit au moyen d'un aimant et d'une roue phonique (fig. IV-39).

De petits mouvements (les horlogers disent « calibres ») pilotés par diapason qui, bien que très bon marché (moins de 100 F) sont capables de fonctionner pendant un an sur une minuscule pile de 1,5 V avec une stabilité à long terme meilleure que 1 s/jour soit environ $1,2 \cdot 10^{-5}$. La fréquence propre du diapason est de l'ordre de 300 à 400 Hz et il est possible, moyennant une légère intervention sur le circuit imprimé, de prélever le signal électrique pour l'utiliser comme signal d'horloge dans un ensemble numérique. Nous avons personnellement vu une réalisation (dispositif de collecte d'informations numériques) dans lequel un tel mouvement fournit simultanément l'heure, le signal d'horloge de la logique et des signaux codés binaires destinés à l'enregistrement de l'heure sur le support (bande magnétique ou bande perforée) sur lequel sont enregistrées les données collectées. Le même résultat au moyen d'un pilote à quartz aurait sans aucun doute été beaucoup plus onéreux.

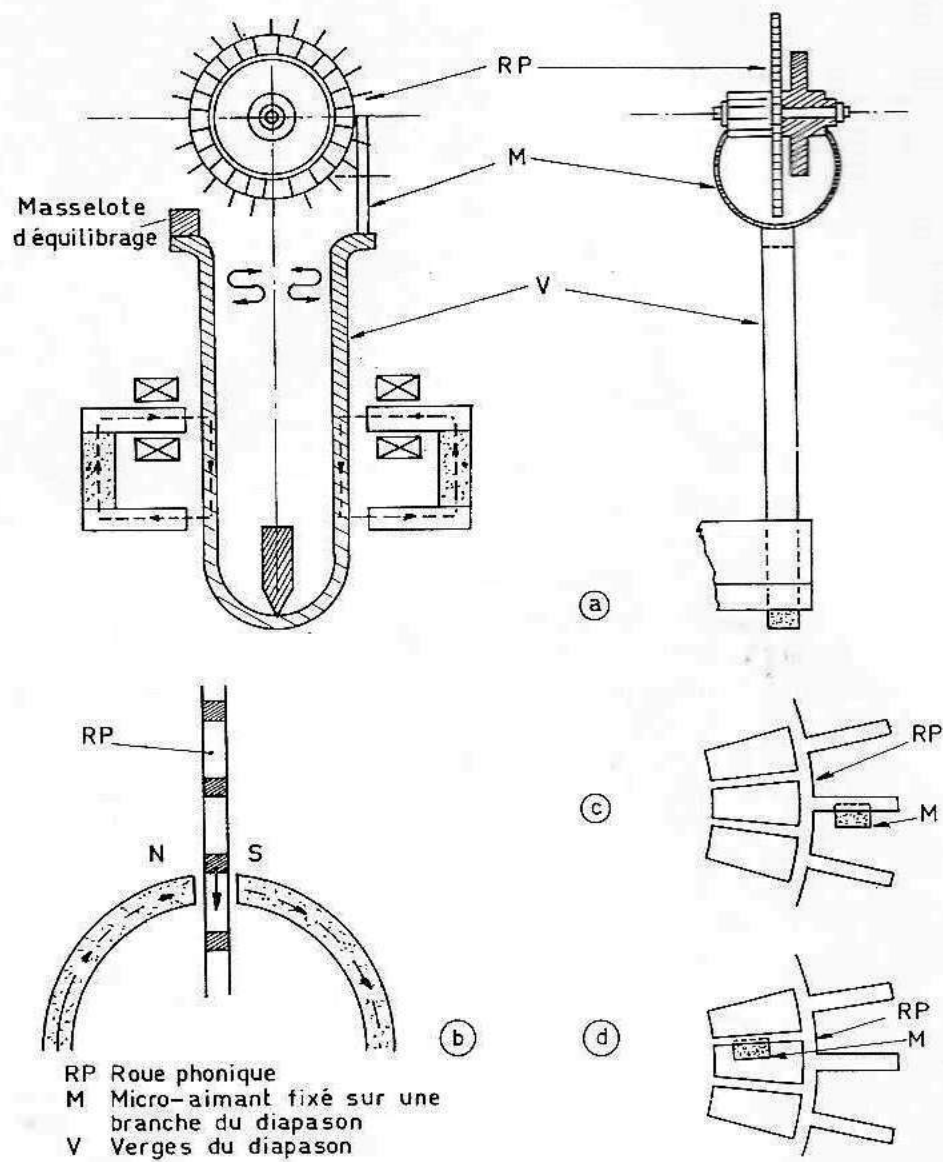


FIG. IV-38.

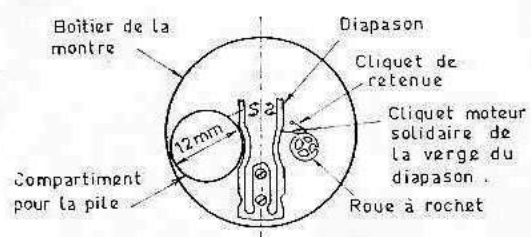


FIG. IV-39.

OSCILLATEURS A RÉSISTANCE NÉGATIVE (EMPLOI DES DIODES TUNNEL)

Théorie simplifiée des oscillateurs à résistance négative

Considérons un circuit oscillant parallèle : circuit bouchon que l'on excite au moyen d'une brève impulsion de courant, par exemple en chargeant le condensateur sous une tension continue et en le déchargeant brusquement dans le circuit au moyen d'un relais à contact mouillé au mercure selon le schéma de la figure V-1. Le circuit va être le siège d'une oscillation sinusoïdale amortie. La raison de la décroissance de l'amplitude de cette oscillation réside dans la dissipation d'énergie dans la résistance série R (résistance propre de l'inductance L et résistance de fuite du condensateur ramenée à une résistance série).

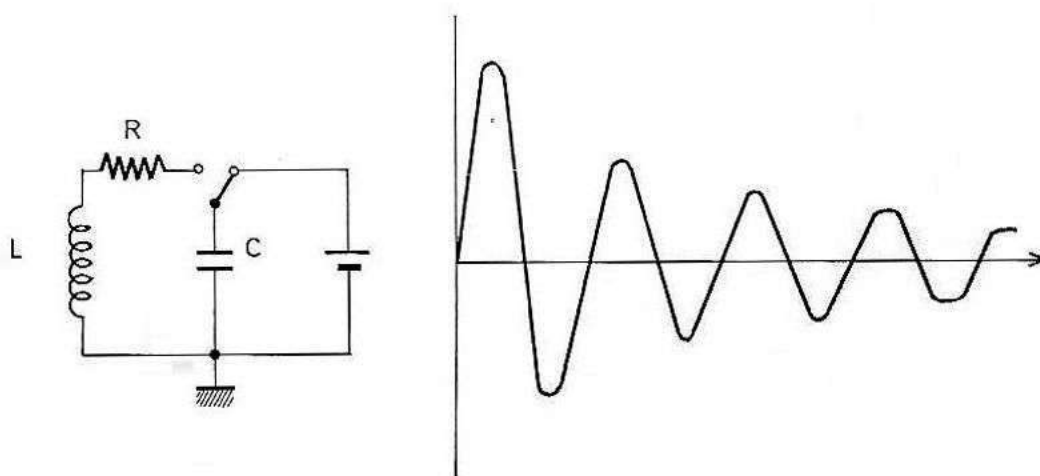
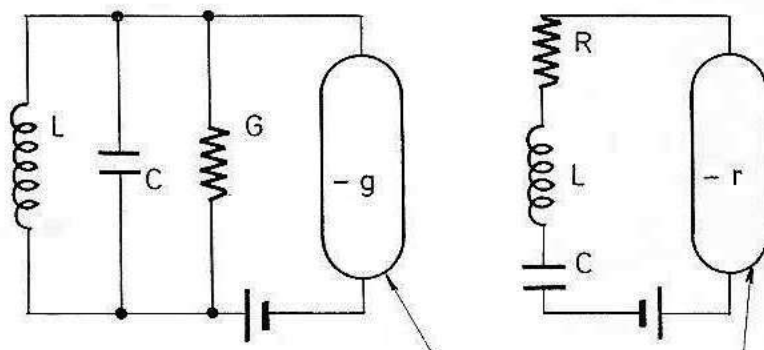
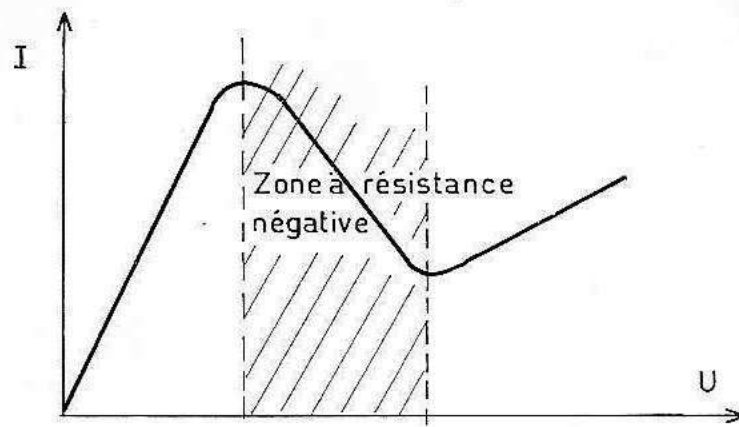


FIG. V-1.

Si nous parvenions à introduire en série avec le circuit un élément présentant une résistance négative $-R$ qui équilibrerait exactement la résistance R de ce circuit : $|-R| = |R|$, l'oscillation s'entretiendrait d'elle-même.

En fait comme il n'existe pas de composant présentant une résistance négative intrinsèque, le montage en question n'est qu'une vue de l'esprit au même titre que le mouvement perpétuel ! Par contre, il existe des composants semiconducteurs ou des montages qui présentent sur une partie de leur courbe $I = f(U)$ une zone à pente négative. En désamortissant un circuit oscillant — série ou parallèle —

au moyen d'un tel élément (ou montage) convenablement alimenté ou polarisé pour en maintenir le point de fonctionnement dans la partie négative de sa caractéristique, il est possible d'entretenir une oscillation dans le circuit (fig. V-2).



Elément à résistance (ou conductance) négatives FIG. V-2.

Sans entrer dans le développement mathématique complexe qui permet de le démontrer nous pouvons affirmer que pour qu'une oscillation sinusoïdale s'entretienne il faut que soit satisfaite la relation :

$$-G \geq g > -G - \sqrt{\frac{4C}{L}}$$

g étant la valeur absolue de la conductance négative de l'élément à caractéristique négative et G la conductance du circuit oscillant.

Pour une valeur de g inférieure à $-G$ le montage fonctionne en amplificateur si on lui applique une excitation extérieure mais sans qu'il y ait possibilité d'auto-entretien de l'oscillation tandis que pour :

$$g > -G - \sqrt{4C/L}$$

le montage fonctionne en oscillateur à relaxation (fig. V-3).

Divers dispositifs semiconducteurs présentent la caractéristique comportant une zone à pente négative nécessaire à la réalisation d'oscillateurs basés sur ce principe. Le plus couramment utilisé est de loin la diode tunnel. C'est à ce dispositif que nous nous intéresserons ici.

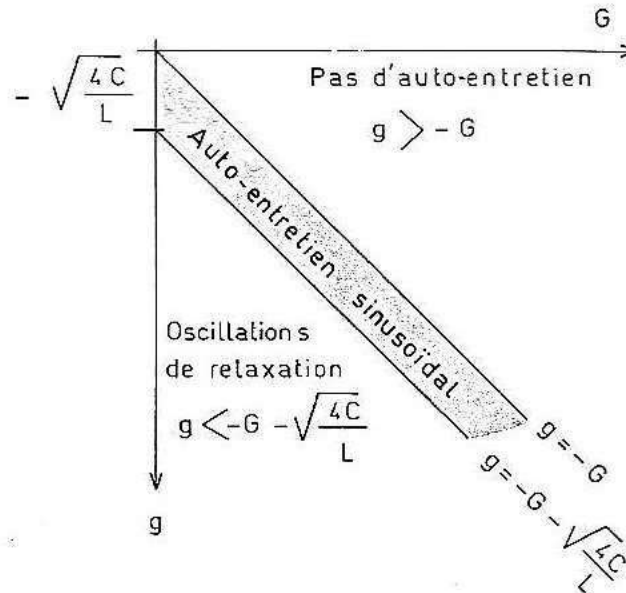


FIG. V-3.

Rappel du principe et des caractéristiques de la diode tunnel

L'effet tunnel, qui fut découvert en 1957 par le Japonais Esaki, doit son nom au fait que, dans certaines circonstances, une particule — obéissant aux lois de la théorie des quantas, est capable de disparaître d'un des côtés de la barrière de potentiel d'une jonction pour réapparaître *instantanément* de l'autre côté, même si son énergie est insuffisante pour « sauter » cette région normalement interdite qu'est la barrière de potentiel : tout se passe *comme si la particule se propageait dans un tunnel sous la barrière de potentiel*.

C'est par un taux de dopage particulièrement élevé, qui augmente, au-delà de la densité susceptible d'être occupée, la concentration des atomes donneurs de la région n et des atomes accepteurs de la région p, que l'on obtient une zone de charge d'espace très étroite (10 nm dans une diode tunnel contre 1 μm dans une diode normale) permettant l'effet tunnel.

Examinons la caractéristique $I_D = f(V_D)$ d'une diode tunnel (fig. V-4 a) ; nous constatons des choses assez inhabituelles : d'abord le courant inverse est anormalement élevé, à ce point qu'il croît plus vite avec la tension que le courant direct. Le courant direct, lui, se comporte d'une manière pour le moins étrange. Il croît d'abord très rapidement à partir de zéro (contrairement à ce qui se passe dans une diode normale où on constate un palier à très faible courant direct) jusqu'à une certaine valeur que nous nommerons point de pic — auquel correspondent une tension de pic V_p et un courant de pic I_p . Puis d'un seul coup, la dérivée de la courbe s'annule pour devenir négative : nous nous trouvons en présence de la

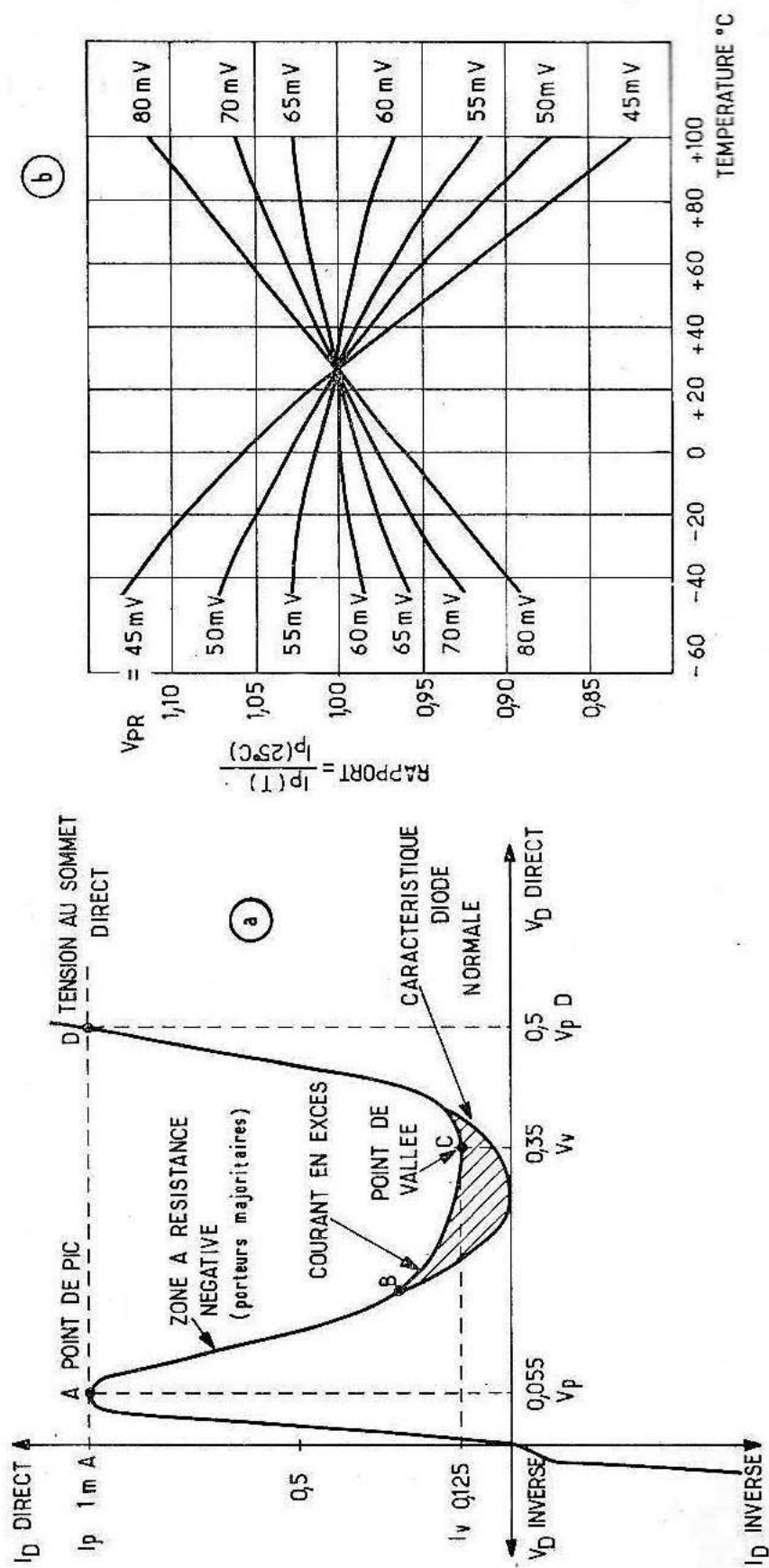


FIG. V-4.

zone de résistance négative de la caractéristique. Plus lentement, la dérivée s'annule de nouveau pour reprendre l'allure positive d'une bonne diode bien élevée...

Dans cette partie ascendante, est un point particulier très intéressant : celui dont l'ordonnée est la même que le point de pic. Expliquons-nous : le point D correspondant à la même intensité que le point de pic est appelé point de tension au sommet direct (V_{DP}).

Dans une diode tunnel, les tensions correspondant aux points de pic et de vallée ne dépendent pratiquement que de la nature du semiconducteur utilisé : germanium, silicium ou arsénium de gallium. Les courants correspondants sont fonction de la surface utile de la jonction. Dans les modèles commerciaux courants, la tolérance habituelle sur le courant de pic est de l'ordre de 10 %. Par un tri en fin de fabrication, on peut réaliser des séries dans lesquelles cette tolérance est ramenée à 2,5 %. Un tri plus sévère permet d'améliorer encore cette précision, jusqu'à mieux que 1 %.

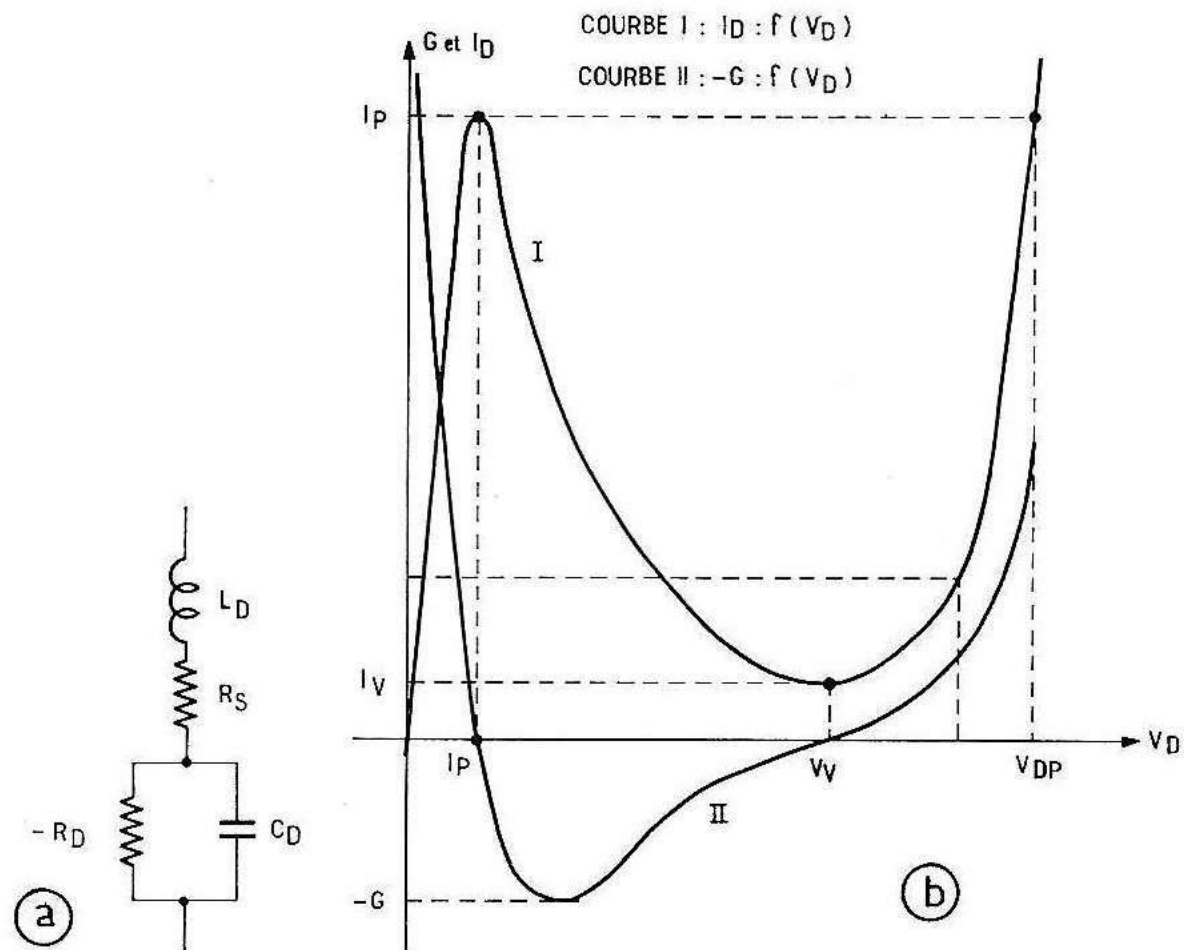


FIG. V-5.

L'influence de la température sur les paramètres des diodes tunnel se traduit généralement par un coefficient négatif de variation des tensions de pic, de vallée et directe au sommet. Quant au courant de pic, son coefficient de température peut être positif ou négatif en fonction du taux de dopage de la jonction. La

tension de pic étant elle-même une fonction de ce taux de dopage, on a pu tracer les courbes de variation du coefficient de température du courant de pic en fonction de la tension nominale de pic de la diode (fig. V-4 b) ; on remarque que c'est pour une tension de pic comprise entre 55 et 60 mV que la variation du courant de pic d'une diode tunnel au germanium est la plus faible.

Intéressons-nous à présent au schéma équivalent (fig. V-5 a) de la diode tunnel, dont la représentation symbolique dans les schémas est donnée à la figure V-6, à sa réponse en fréquence et plus particulièrement dans la zone à pente négative de la caractéristique. Elle se présente essentiellement comme une résistance négative $-R_D$ avec, en parallèle, une faible capacité C_D (celle correspondant à la capacité de jonction à laquelle s'ajoutent les capacités parasites des connexions et autres). En série avec ce circuit $-R_D \cdot C_D$, on trouve une résistance R_S qui est la résistance propre au semiconducteur et aux connexions et l'inductance L_D des connexions : inductance qui, bien que se chiffrant en dixièmes de nanohenry (jusqu'à quelques nanohenrys pour certaines diodes) est loin de pouvoir être négligée lorsqu'il s'agit d'un élément semiconducteur dont la fréquence de coupure théorique est de l'ordre de 10 THz (10^{13} Hz). Donnons quelques ordres de grandeur : la résistance série R_S est comprise entre 1 et 10 Ω , la résistance négative $-R_D$ se situe entre -100 et -200 Ω , quant à la capacité C_D elle est comprise suivant les modèles entre 1 et 20 pF.

Sans entrer dans les détails du calcul menant à ces résultats, précisons que la fréquence maximale d'utilisation des diodes tunnel se situe entre 1 et 10 GHz.

Les principaux paramètres des diodes tunnel sont résumés dans le tableau ci-après. Ils seront mieux compris en se reportant aux courbes de la figure V-5 b.

- I_P : Courant de pic.
- I_V : Courant de vallée.
- V_P : Tension de pic.
- V_V : Tension de vallée.
- V_{DP} : Tension directe au sommet (cf. texte).
- R_S : Résistance série (semiconducteur et connexions).
- $-R_D$: Résistance négative de la diode.
- C_J : Capacité de la jonction.
- f_{OR} : Fréquence de coupure résistive

$$f_{OR} = \frac{1}{2\pi R_D \cdot C_J} \sqrt{\frac{R_D}{R_S} - 1}$$

- t_R : Temps de commutation d'un courant constant

$$t_R = \left(\frac{V_{DP} - V_P}{I_P - I_V} \right) C_J$$

- L_D : Inductance série de la diode.

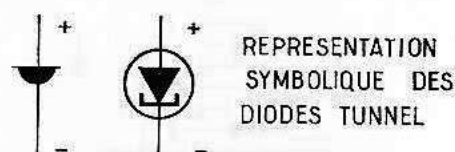


FIG. V-6.

Diodes « Backward »

Sans entrer dans le détail de leur construction, signalons, de la même famille que les diodes tunnel, les diodes dites « Backward » qui sont en fait une variété particulière de diode tunnel présentant un très faible courant de pic et une région de vallée relativement étendue.

On les utilise généralement polarisées en inverse, d'où l'appellation « backward » comme diodes à faible chute de tension inverse (cf. courbe de la figure V-7). Elles peuvent, dans certains cas, être utilisées en polarisation directe lorsque l'on a besoin d'un très faible courant de pic, nous en trouverons un exemple un peu plus loin.

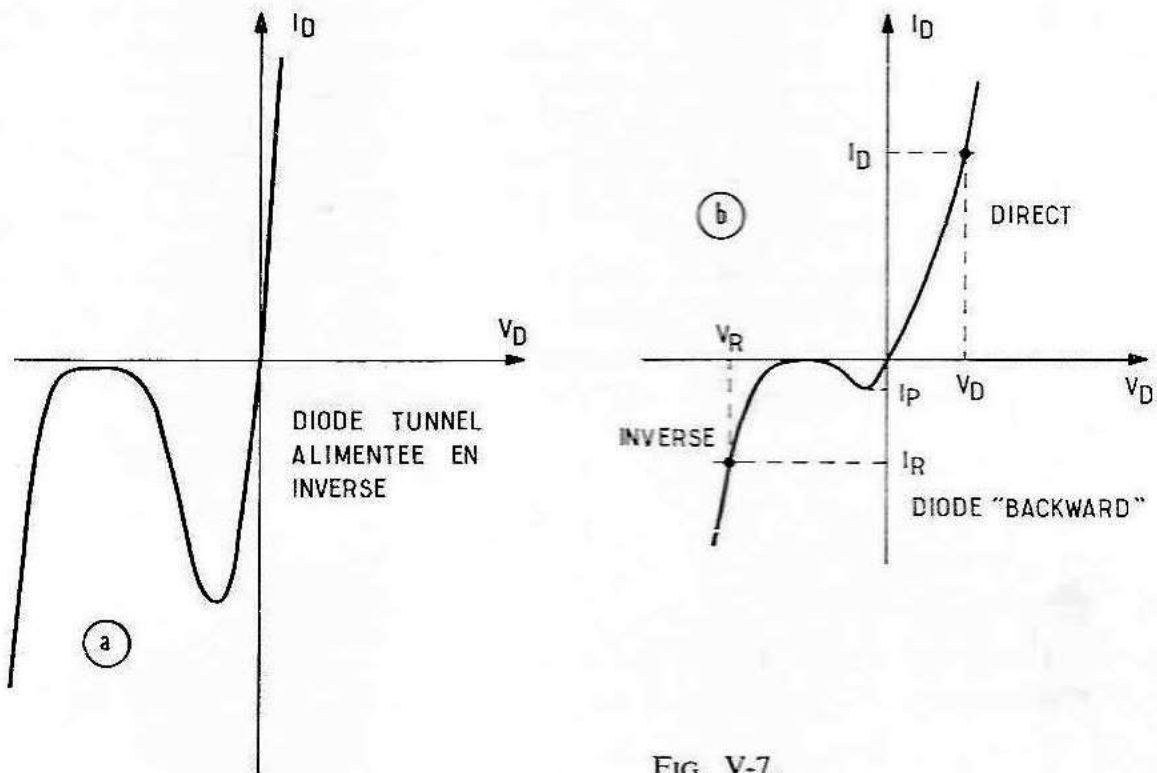


FIG. V-7.

Oscillateurs L C à diode tunnel

Les caractéristiques propre de cet élément semiconducteur le rendent particulièrement apte à la réalisation d'oscillateurs de faible puissance sous un encombrement très réduit. Le montage le plus simple est celui de la figure V-8 dans lequel l'inductance L est accordée par la capacité propre de la diode constituant ainsi un circuit oscillant série. Une analyse mathématique du circuit démontrerait que la condition d'oscillation est :

$$\frac{R_T}{g_d} = \frac{L}{C} \quad (1)$$

R_T étant égal à la somme des résistances du montage :

$$R_T = (R_1 // R_2) + R_S + R_L \quad (2)$$

$R_1 // R_2$: valeur équivalente à la mise en parallèle à travers la source d'alimentation de ces deux résistances,

R_S : résistance série de la diode et R_L résistance ohmique de l'inductance L .

La fréquence d'accord peut être calculée à partir de la relation :

$$f_0 = 1/2 \pi \sqrt{\frac{1 - R_T \cdot |g_D|}{L \cdot C}} \quad (3)$$

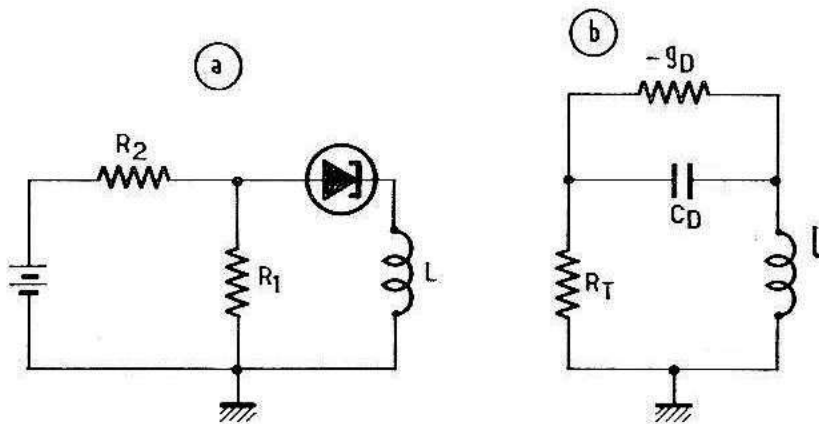


FIG. V-8.

On remarque que le terme g_d (conductance de la diode) entre aussi bien dans les formules qui définissent la condition d'oscillation que dans celle de la fréquence or on sait que ce paramètre varie aussi bien avec la tension d'alimentation que la température. La stabilité du montage est donc assez médiocre et on lui préfère le schéma série - parallèle reproduit, accompagné de son équivalent électrique, à la figure V-9, qui est beaucoup plus stable. Sa condition d'oscillation en régime sinusoïdal est donnée par la formule approchée :

$$R_T = g_D / (\omega^2 C_D^2 + g_D^2) \quad (4)$$

et la fréquence d'oscillation par :

$$f_0 = 1/2 \pi \sqrt{\frac{1}{L(C_D + C_1)} - \frac{g_D^2}{C_D(C_D + C_1)}} \quad (5)$$

C_D étant la capacité de la diode plus une éventuelle capacité additionnelle, dans le cas de fréquences assez basses. Ce montage est capable de fonctionner dans une très grande gamme de fréquences.

Ce qui, en fait, limite la fréquence d'oscillation du côté des basses fréquences est la résistance propre de l'inductance L qui pour ces fréquences présente obli-

gatoirement un nombre important de spires et par conséquent une composante résistive élevée au point qu'elle ne peut plus être compensée par la conductance négative de la diode.

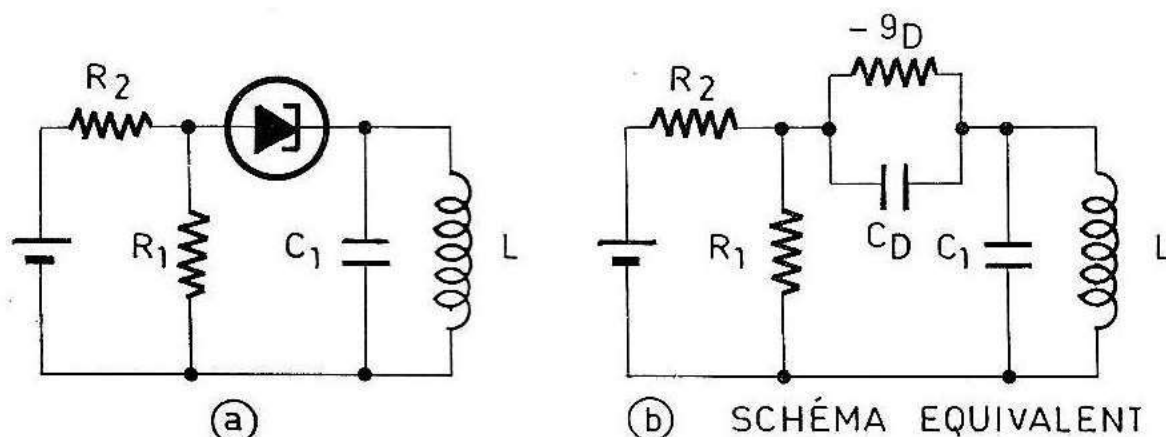


FIG. V-9.

L'emploi d'une diode tunnel comme élément actif dans un oscillateur comporte certains problèmes du point de vue de la puissance du signal délivré. En étudiant la caractéristique $I = f(U)$ d'une diode tunnel on est amené à constater que la puissance maximale de sortie peut être calculée suivant la relation :

$$P_s = \frac{V \# I_p - I_v}{2 \sqrt{2}} \approx \frac{I_p}{28} \quad (6)$$

en désignant par $V \#$ l'amplitude de la partie approximativement linéaire de la zone à conductance négative soit environ 100 mV pour une diode tunnel au germanium.

Cette relation signifie que pour obtenir une puissance de sortie de 1 W avec un oscillateur à diode tunnel il faudrait que ladite diode présente un courant de pic de 28 A ou encore pour 0,1 W il faudrait que $I_p = 2,8$ A. Une telle diode présenterait une résistance négative de seulement $-0,1 \Omega$. En nous reportant à la formule (4) qui exprime les conditions d'oscillation nous voyons immédiatement quelles devraient être les valeurs des résistances du pont de polarisation de la diode et quel courant serait débité en pure perte dans ces résistances.

Calcul d'un oscillateur à diode tunnel (fig. V-10)

Selon une habitude qui nous est chère, nous appuierons la démonstration de ce calcul sur un exemple précis et que nous choisirons volontairement un peu particulier de manière que le calcul dans le cas le plus général, qui découle directement de cet exemple paraisse plus aisé.

Soit à réaliser un oscillateur sinusoïdal sur 1 kHz délivrant une puissance de sortie de 1 μ W.

1° Nous commençons par déterminer le type de diode qu'il nous faudra utiliser en partant de la formule (6) dont nous pourrions tirer le courant de pic que devra présenter cette diode :

$$I_P = 28 P_S = 28 \cdot 10^{-6} \text{ A} = 28 \mu\text{A}.$$

Aucune diode tunnel courante ne présente un si faible courant de pic mais par contre en examinant les courbes des diodes backward nous trouvons que le modèle ZJ 69 (General Electric) polarisée en direct pourrait convenir.

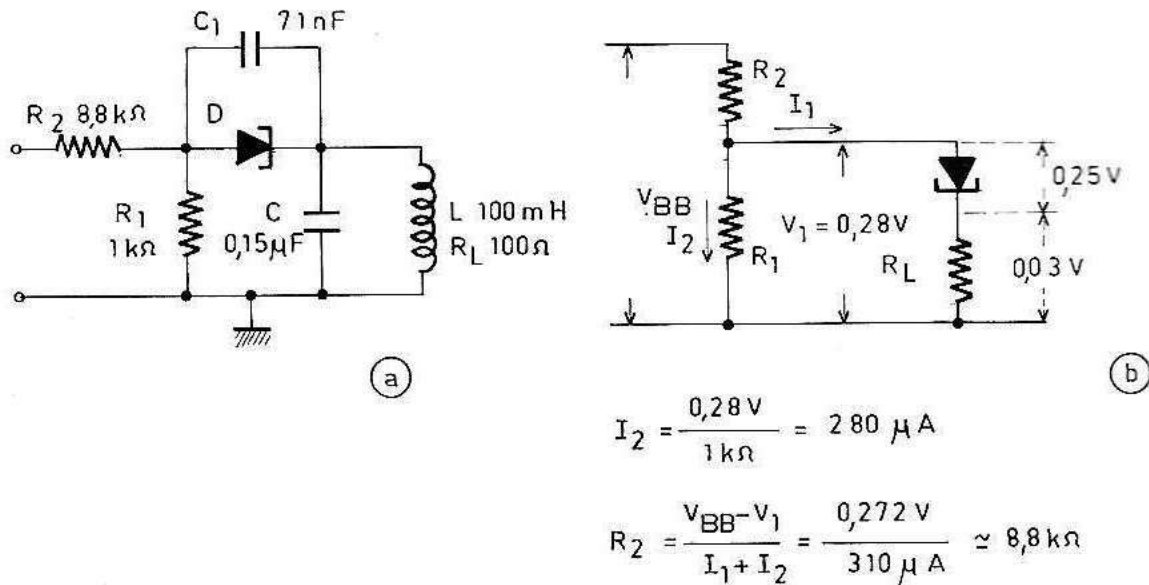


FIG. V-10.

2° Il faut maintenant déterminer la valeur de R_T à partir de la conductance négative $-g_d$ de la diode choisie. Les feuilles de caractéristiques donnent pour ce dernier paramètre :

$-g_d \simeq 3 \cdot 10^{-4} \text{ mho}$ ce qui correspond à une résistance négative de $1/3 \cdot 10^{-4} = 3,33 \text{ k}\Omega$.

Nous savons que R_T doit être inférieur à $1/g_d$. Pour obtenir un bon compromis entre une stabilité satisfaisante et un rendement acceptable on considère généralement que R_T doit être compris entre 0,7 et 0,3 ($1/g_d$). Si nous retenons $R_T = 0,3/g_d$ cela nous donne $R_T \simeq 1000 \Omega$.

3° A partir de cette valeur de R_T et en appliquant la formule (4) nous pouvons calculer la valeur de C_1 :

$$C_1 = \sqrt{\frac{g_d(1 - R_T \cdot g_d)}{R_T \cdot \omega^2}} = \sqrt{\frac{3 \cdot 10^{-4}(1 - 0,3)}{10^3 \times (2\pi \cdot 10^3)^2}} \simeq 71 \text{ nF}.$$

4° Choissant arbitrairement pour l'inductance les valeurs :

$$L = 100 \text{ mH et } R_L = 100 \Omega$$

nous pouvons calculer C à partir de la relation :

$$C + \frac{C_1}{1 - R_T \cdot g_d} = \frac{1}{L\omega^2}$$

extraite de la formule (5). Ce qui donne :

$$C + \frac{C_1}{1 - R_T \cdot g_d} = \frac{1}{0,1 (2\pi \cdot 10^3)^2} = 0,25 \mu F$$

d'où :

$$C = 0,25 - \frac{71 \cdot 10^{-9}}{1 - 0,33} = 0,15 \mu F.$$

5° Il est maintenant possible de calculer les valeurs des résistances du pont de polarisation en partant d'une tension d'alimentation V_{BB} de 3 V en nous reportant au schéma équivalent en continu de la figure V-10 *b* et en donnant à R_1 la valeur de 1 000 Ω :

$$R_2 = \frac{V_{BB} - (V_d + V_{RL})}{I_{tot}} = \frac{3 - (0,25 + 0,03)}{310 \cdot 10^{-6}} \simeq 8\,800$$

équation dans laquelle I_{total} est égal à la somme du courant qui traverse la diode — environ 30 μA — et du courant qui traverse R_1 soit environ :

$$(V_d + V_{RL})/R_1 \simeq 280 \mu A.$$

V_d est la chute de tension directe aux bornes de la diode et V_{RL} la chute de tension continue aux bornes de l'inductance L .

Si nous reportons les valeurs de R_1 et R_2 dans l'expression de R_T nous trouvons :

$$R_T = (R_1 // R_2) + R_S + R_L = \frac{8\,800 \times 1\,000}{8\,800 + 1\,000} + 2 + 100 \simeq 1\,000 \Omega$$

qui est bien la valeur que nous lui avons attribuée au départ.

Quelques exemples pratiques

Ce qui vient d'être exposé étant compris, les quelques exemples pratiques de la figure V-11 ne réclament guère de commentaires. On y trouve en (*a*) le schéma pratique d'un oscillateur sur 100 kHz et en (*b*) celui d'un micro-émetteur modulé en fréquence fonctionnant dans la gamme de 88 à 108 MHz ; en (*c*) nous avons

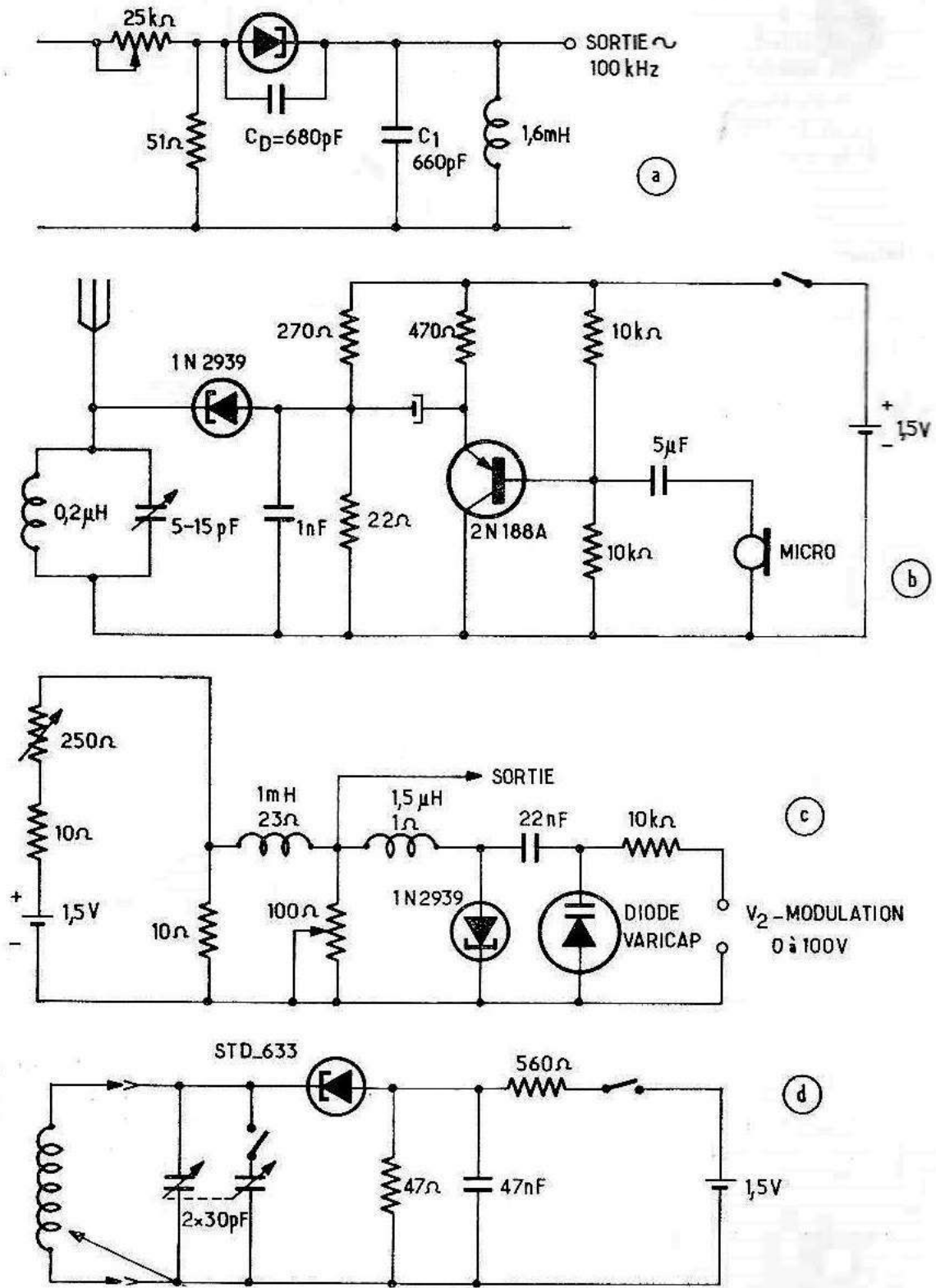


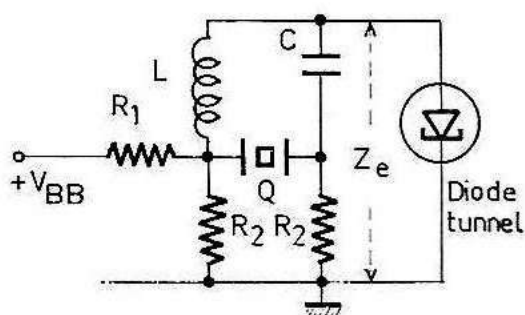
FIG. V-11.

un oscillateur à accord électronique, la fréquence d'accord pouvant être ajustée entre 220 et 460 MHz en agissant sur la tension de polarisation (V_2) de la diode varicap. Un oscillateur à très large bande (3 à 260 MHz) qui peut rendre de très grands services, étant donné le faible encombrement sous lequel il peut être réalisé, pour le dépannage en télévision et en modulation de fréquence est représenté sur la même figure en (d).

Oscillateurs à quartz

La diode tunnel se prête également bien à la réalisation d'oscillateurs à quartz.

La figure V-12 donne le schéma de principe d'un tel montage. Le cristal, fonctionnant en résonance série, est placé dans la diagonale d'un pont constitué par deux résistances R_2 de valeur légèrement inférieure à la valeur absolue de la résistance négative $|R_D|$ présentée par la diode tunnel à son point de fonction-



Conditions d'oscillation

$$R_2 > |R_D|$$

$$R_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} = X_L = X_C$$

FIG. V-12.

nement dans le montage, lui-même ajusté au moyen de R_1 , et par une inductance et une capacité L et C présentant pour la fréquence de résonance du quartz, une impédance égale à R_2 . La diode « voit » l'impédance à la résonance du circuit accordé parallèle L - C plus $R_2/2$. Si cette impédance est inférieure à $|R_D|$ le circuit entrera en oscillation.

Les conditions d'entretien sont donc :

$$R_2 < |R_D|$$

$$R_2 = \sqrt{\frac{L}{C}} = X_L = X_C$$

l'impédance « vue » par la diode est :

$$Z_0 = R_2 \left(1 + \frac{R_2}{R_M} \right)$$

R_M : résistance d'amortissement du cristal.

Donnons un exemple concret de calcul :

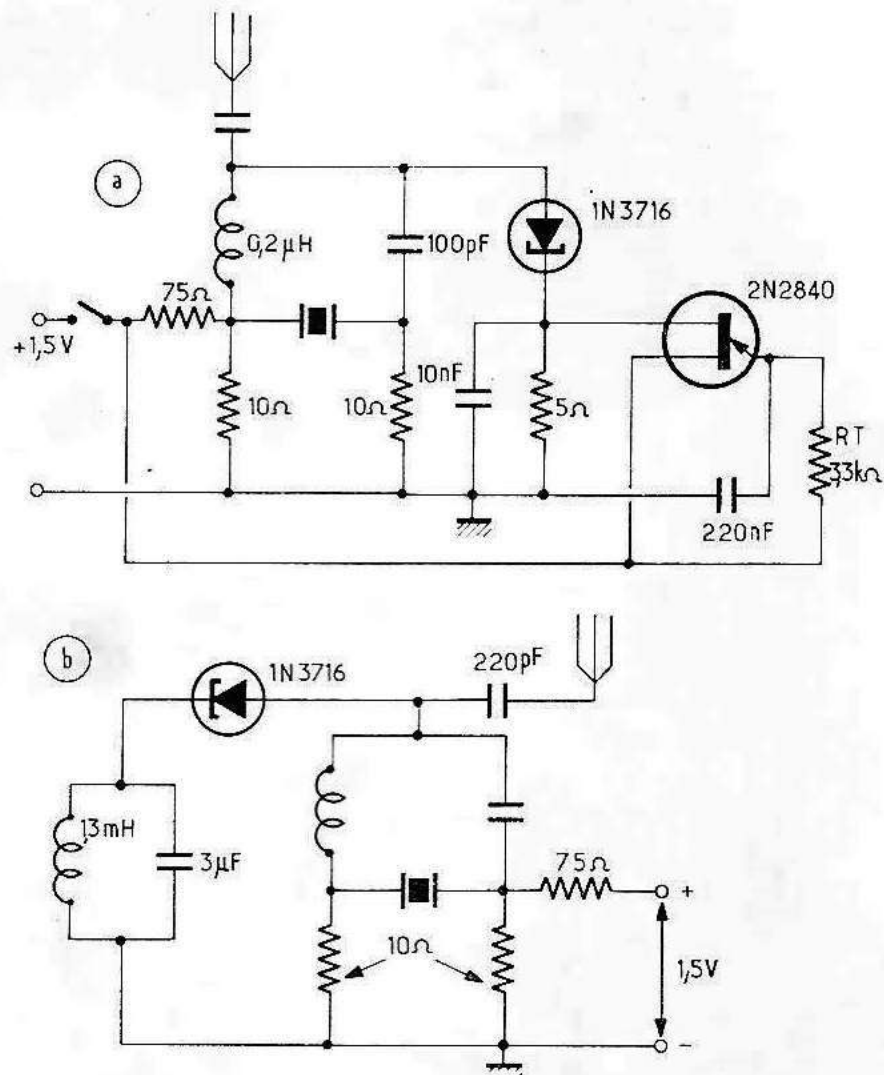


FIG. V-13.

Soit à réaliser un oscillateur sur 50 MHz autour d'une diode tunnel polarisée pour que la valeur absolue $|R_D|$ soit de 120 Ω environ.

La valeur $R_2 = 100 \Omega < |R_D|$ satisfait bien la première condition d'oscil-

lation. Cherchons maintenant la valeur de l'inductance L et de la capacité C dont la réactance à 50 MHz est de 100Ω :

$$L = \frac{X_L}{2\pi f_0} = \frac{100}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6} = \frac{10^{-6}}{\pi} = 0,318 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{X_L}{2\pi f_0 X_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^6 \cdot 100} = 3,18 \text{ pF.}$$

Quelques schémas d'applications pratiques sont reproduits à la figure V-13 ; on y trouve en (a) et (b) des schémas d'émetteurs modulés en amplitude le premier par un relaxateur à transistor unijonction et le second automodulé grâce à la présence du circuit oscillant L_2 - C_1 placé dans la cathode de la diode.

Ils peuvent rendre quelques services dans les cas de radiocommande ou, dans le cas de la figure V-13 b pour la transmission d'informations concernant des grandeurs physiques (température, éclairément, etc.) en remplaçant la résistance R_T par un élément transducteur (thermistance ou photorésistance par exemple).

CHAPITRE VI

CIRCUITS GÉNÉRATEURS DE SIGNAUX RECTANGULAIRES ET CARRÉS TRIGGERS, BASCULES BISTABLES MONOSTABLES, MULTIVIBRATEURS

Principe général

Revenons un instant sur le schéma général des oscillateurs étudié au chapitre I (fig. VI-1 a). Nous avons remarqué que pour qu'une oscillation s'entretienne il faut que :

$$A\beta \geq 1.$$

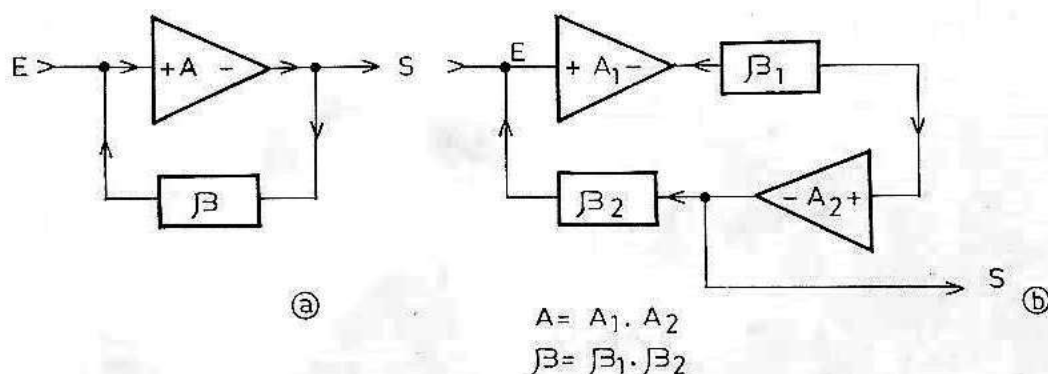


FIG. VI-1.

Nous avons également remarqué qu'en l'absence de tout circuit extérieur de limitation d'amplitude, si $A\beta > 1$ l'amplitude du signal de sortie se trouve automatiquement limitée par la saturation de l'amplificateur. Plus le taux de réaction β est important, plus la saturation de cet amplificateur est avancée et plus le signal de sortie se rapproche d'un signal carré.

Envisageons maintenant le schéma de la figure VI-1 b qui n'est en fait rien d'autre que celui de la figure VI-1 a « dédoublé » puisque dans ce dernier l'amplificateur A était non-inverseur donc obligatoirement constitué par l'association d'au moins deux étages inverseurs que nous avons le droit de représenter sous la forme des amplificateurs inverseurs A_1 et A_2 . Quant à la boucle de réaction nous avons également le droit de la fractionner en deux portions β_1 et β_2 .

Trois cas peuvent être envisagés :

1° Les deux fractions du circuit de réaction β_1 et β_2 sont entièrement apériodiques, c'est-à-dire qu'ils n'imposent aucune rotation de phase à quelque fréquence que ce soit et le montage ne pouvant favoriser aucune fréquence se bloquera dans une position déterminée, l'amplificateur A_1 ou A_2 étant saturé et l'autre bloqué. Pour faire sortir le circuit de cet état il sera nécessaire d'introduire à l'entrée un signal d'amplitude suffisante. Selon le plus ou moins grand taux de réaction global β de l'amplificateur, l'amplitude de ce signal devra être plus ou moins importante pour en modifier l'état :

— avec un faible taux de réaction le signal de sortie suivra celui d'entrée en le transformant en signaux à front plus ou moins raides selon la valeur plus ou moins élevée de β .

Nous serons alors en présence d'un montage du type « TRIGGER ».

— Pour un taux de réaction plus important il sera nécessaire, pour provoquer les basculements du montage d'un état dans l'autre, d'appliquer à l'entrée des signaux de forte amplitude : le montage obtenu sera alors une BASCULE BISTABLE.

2° Un seul élément de réaction, β_1 par exemple, est apériodique tandis que l'autre β_2 présente une certaine constante de temps. Sous l'influence du signal d'entrée, le montage basculera de son état de repos dans l'état opposé pour y revenir spontanément lorsque l'énergie accumulée dans l'élément capacitif ou inductif du circuit à constante de temps β_2 se sera écoulée. Nous sommes alors en présence d'un MONOSTABLE ou UNIVIBRATEUR.

3° Les deux éléments de réaction β_1 et β_2 présentent l'un et l'autre une constante de temps et le montage auto-oscille librement sans apport d'un signal extérieur de commande. Nous avons réalisé un MULTIVIBRATEUR.

C'est « l'air de famille » évident de ces quatre montages qui nous a conduit à les étudier dans un même chapitre.

Le trigger de Schmitt

Héritier direct du circuit à tubes à vide dont la figure VI-2 a rappelle le schéma, le montage à transistors est reproduit en (b) sur la même figure ; étudions en succinctement le fonctionnement. Il est constitué par un amplificateur à deux étages rétrocouplés au moyen d'une part de la résistance de liaison R_L et de la résistance commune aux émetteurs R_E d'autre part.

Soit le montage à l'état de repos, avec T_1 bloqué et T_2 conducteur. Il circule dans la résistance R_{C1} et la résistance de liaison entre étages R_L du collecteur de T_1 un courant :

$$I_1 = I_{B2} + I_2,$$

I_{B2} étant le courant de base du transistor T_2 et :

$$I_2 = V_{B2}/R_{B2},$$

avec V_{B2} , potentiel du point B_2 (base de T_2). Le transistor T_2 étant pratiquement

saturé, le courant qui le traverse est limité par la somme des résistances R_{C2} et R_E . Le point E a donc son potentiel fixé selon l'équation :

$$V_E = R_E(I_{C2} + I_{B2}) \quad (1)$$

dans laquelle on a :

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_E + R_{C2}} \quad (2)$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{\beta(R_E + R_{C2})} \quad (*) \quad (3)$$

d'où :

$$V_E = R_E \frac{(V_{CC} - V_{CE})(1 + \beta)}{\beta(R_E + R_{C2})} \quad (4)$$

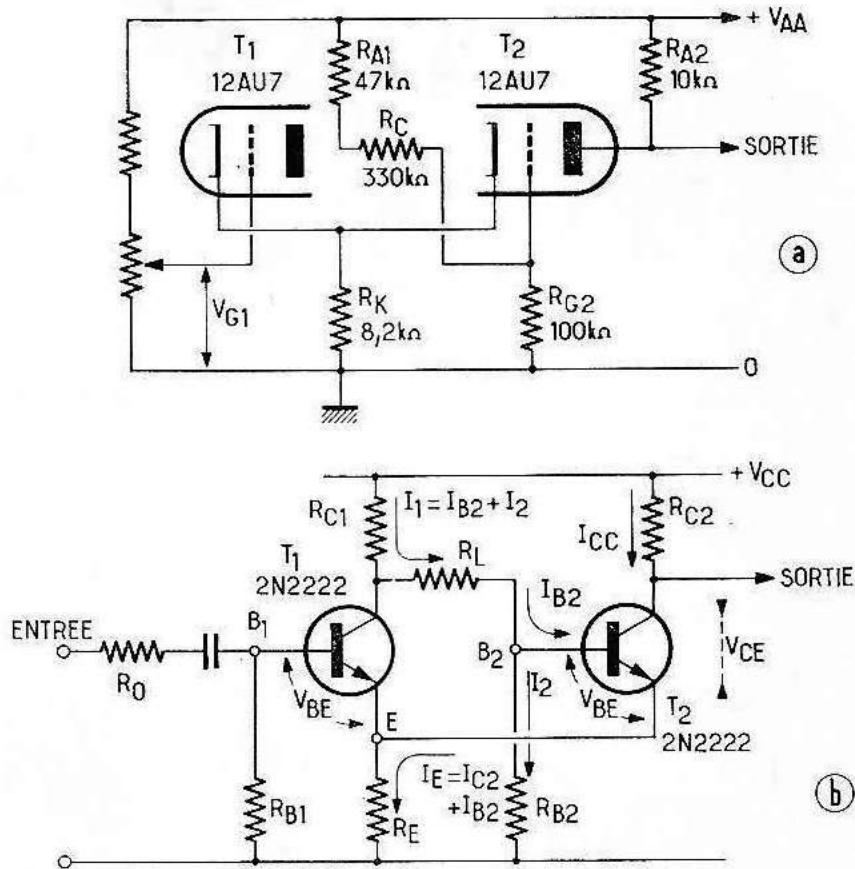


FIG. VI-2.

Le transistor T_1 étant bloqué, si l'on néglige son très faible courant de fuite, on peut considérer que le point B_1 est pratiquement au potentiel de la masse.

* Ici β représente le facteur de transfert en courant des transistors (h_{21e}) et non plus le facteur de réaction comme plus haut.

Que faut-il faire pour faire basculer le montage ? Il faut porter le point B_1 à un potentiel tel que T_1 conduise suffisamment pour que le potentiel de son collecteur tombe à une valeur assez faible et que la diode base-émetteur de T_2 cesse d'être passante ; de ce fait, ce transistor sera bloqué. Ce potentiel sera égal à celui du point E ajouté à la tension de diffusion V_{BE} de la diode base-émetteur de T_1 .

Pour quelle tension du point B_1 obtiendra-t-on le rebasculement en sens inverse ?

Si les transistors T_1 et T_2 sont identiques et que leurs résistances de collecteurs sont égales, ce rebasculement devrait s'effectuer pour une tension égale à celle qui a provoqué le premier basculement. Dans la pratique, c'est pour une tension légèrement plus élevée que se produit le basculement en sens inverse. On croit pouvoir attribuer cette dissymétrie à la différence d'impédance d'entrée du transistor T_1 bloqué pour le premier basculement et saturé lors du second. On dit que le montage présente une certaine *hystérésis*.

Cette hystérésis, il est possible de l'augmenter en agissant sur le rapport des résistances de collecteur R_{C1} et R_{C2} . En effet, supposons R_{C1} n fois plus grande que R_{C2} . Pour le premier état du montage (T_1 bloqué et T_2 saturé), le basculement se produira pour une tension d'entrée :

$$V_{B1} = R_E \frac{(V_{CC} - V_{CE}) (1 + \beta)}{\beta(R_E + R_{C2})} + V_{BE} \quad (5)$$

et pour le second basculement :

$$V_{B1} = R_E \frac{(V_{CC} - V_{BE}) (1 + \beta)}{\beta(R_E + nR_{C2})} + V_{BE}. \quad (6)$$

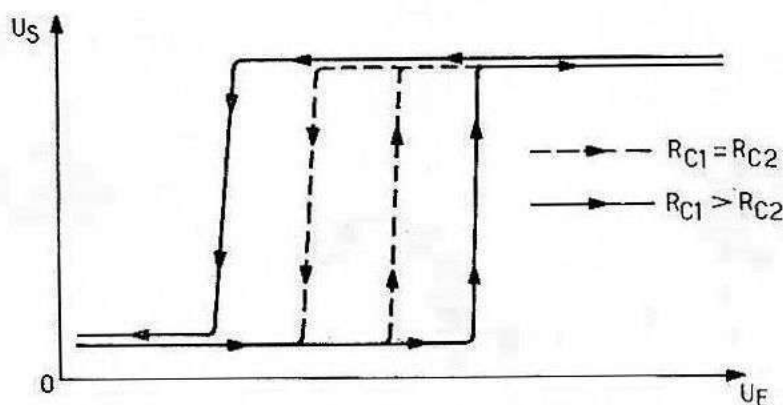


FIG. VI-3.

La figure VI-3 donne la caractéristique de transfert du montage, $V_s = f(V_{B1})$, pour deux valeurs du rapport R_{C1}/R_{C2} . Elle confirme que la valeur de l'hystérésis est d'autant plus élevée que ce rapport est plus grand.

CALCUL APPROCHÉ DES ÉLÉMENTS DU TRIGGER

Ce qui est imposé au départ c'est la tension V_{B1} pour laquelle le premier basculement s'effectuera. Posons $V_{B1} = 2,9$ V par exemple.

On connaît la tension d'alimentation ($V_{CC} = 12$ V), le gain statique en courant minimal des transistors ($\beta = 75$ pour $I_C = 10$ mA). $V_{BE} = 0,7$ V et $V_{CEK} = 1,5$ V (tension de coude de la caractéristique $I_C = f(V_{CE})$).

Nous choisissons un courant de fonctionnement de $T_2 = 10$ mA.

1. Commençons par calculer R_E

On sait que $V_{B1} = V_E + V_{BE}$ d'où $V_E = 2,9 - 0,7 = 2,2$ V. Nous avons choisi $I_C = 10$ mA. $R_E = V_E / I_C + (I_C / \beta)$, I_C / β étant petit devant I_C , l'expression :

$$R_E = \frac{V_E}{I_C + \frac{I_C}{\beta}} \quad (7)$$

peut être simplifiée comme suit :

$$R_E = \frac{V_E}{I_C} = \frac{2,2}{0,01} = 220 \Omega$$

en négligeant la faible chute de tension supplémentaire provoquée aux bornes de R_E par le courant de base I_C / β .

2. Calcul de R_{C2}

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - (V_E + V_{CE})}{I_C} \quad (8)$$

$$\frac{12 - (2,2 + 1,5)}{0,01} \simeq 820 \Omega$$

pour utiliser une valeur normalisée.

3. Calcul de R_{C1}

La valeur de R_{C1} sera déterminée en fonction de la tension V_{B1} pour laquelle on veut que se produise le rebasculement du montage à partir de l'équation (6) du paragraphe précédent. Pour simplifier les choses nous nous placerons ici dans le cas où $R_{C1} = R_{C2} = 820 \Omega$.

4. Calcul de R_L

Nous savons que le courant qui traverse cette résistance est égal à la somme du courant de base de T_2 et du courant I_2 qui traverse R_{B2} . Si nous voulons que les variations du courant de fuite du transistor T_2 en fonction de la tempé-

rature se fassent sentir aussi peu que possible sur les seuils de basculement du montage, il faut que ce courant I_2 soit relativement grand devant I_{B2} , soit pratiquement dix fois plus grand. Nous aurons donc $I_1 = 11 I_{B2}$.

La tension du point B_2 est égale à celle du point E + V_{BE} , soit $2,2 + 0,7 = 2,9$ V, nous pouvons donc écrire :

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{R_{C1} + R_L} \quad (9)$$

d'où $R_{C1} + R_L = 9,1/I_1$.

Par ailleurs :

$$I_{B2} + I_{C2}/\beta = 10/75 = 0,143 \text{ mA}$$

$$I_1 = 11 I_{B2} = 0,143 \times 11 = 1,57 \text{ mA}$$

$$R_{C1} + R_L = 9,1/1,57 = 5,8 \text{ k}\Omega \text{ env.}$$

d'où $R_L = 5,8 - 0,82 = 4,98 \text{ k}\Omega$, soit 4,7 ou 5,1 k Ω en prenant des valeurs normalisées.

5. Calcul de R_{B2}

Nous savons que $V_{B2} = R_{B2} \cdot I_2$, donc :

$$R_{B2} = V_E/I_2 = V_E/10 I_{B2}$$

$$R_{B2} = 2,9 \text{ V}/0,00143 = 1\,950 \text{ }\Omega$$

soit 1,8 ou 2,2 k Ω en valeurs normalisées.

Si l'on désirait ajuster avec précision le seuil de basculement, il faudrait rendre réglable l'une des résistances R_E , R_L ou R_{B2} . En général, c'est sur la valeur de R_E que l'on agit.

UTILISATIONS DU TRIGGER DE SCHMITT

Nous n'avons pas assez insisté, dans le paragraphe précédent, sur le fait que le basculement du trigger de Schmitt s'effectue d'une manière brutale : en effet, à cause de la réaction introduite par la résistance commune d'émetteur, il existe un effet cumulatif qui a pour résultat une accélération du processus, lequel s'effectue dans un temps qui ne dépend que des valeurs des éléments du montage (temps de commutation des transistors, capacités parasites, valeurs des résistances), mais en aucun cas de la vitesse de croissance ou de décroissance du signal d'entrée. Cela est d'une extrême importance car c'est cette propriété qui détermine les trois principaux types d'emploi des triggers :

1. Production de signaux à front raides à partir de signaux de forme quelconque. Dans les dispositifs logiques, les signaux provenant des capteurs ont rarement l'allure compatible avec le traitement dans les circuits de logique ; on utilise alors un montage du type trigger de Schmitt pour leur conférer cette allure « idéale » (fig. VI-4 a).

2. Détecteurs à seuil pour déceler un signal utile parmi des parasites par exemple. Nous avons vu que le trigger ne bascule que pour une valeur bien définie

de la tension d'entrée, cette tension pouvant être ajustée en agissant sur les valeurs des éléments du montage (fig. VI-4 b).

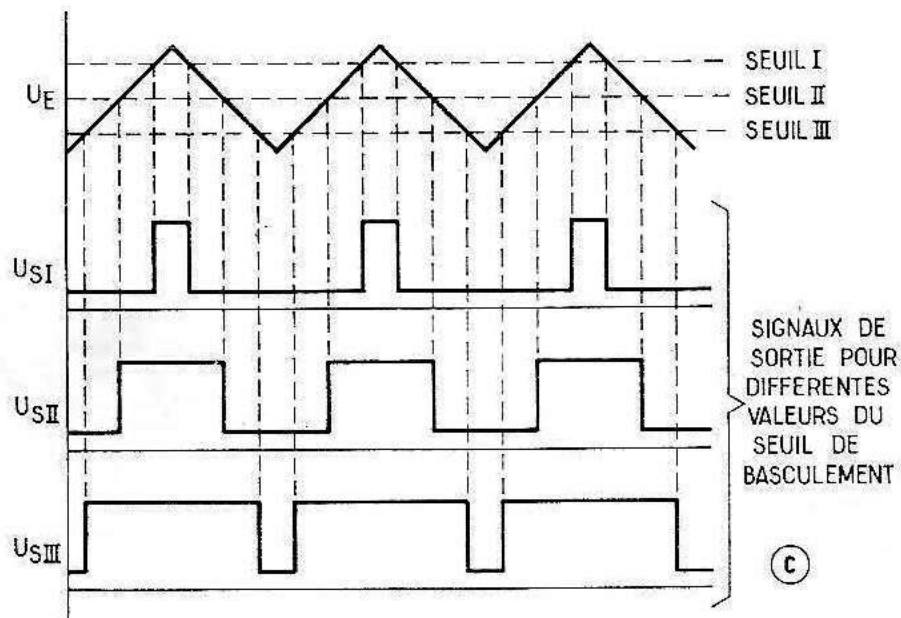
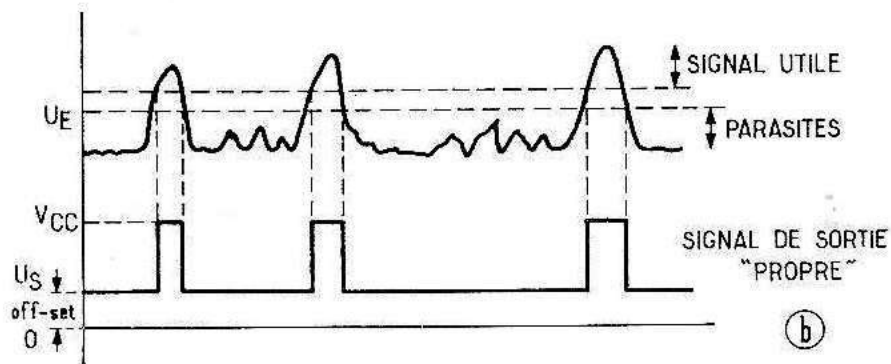
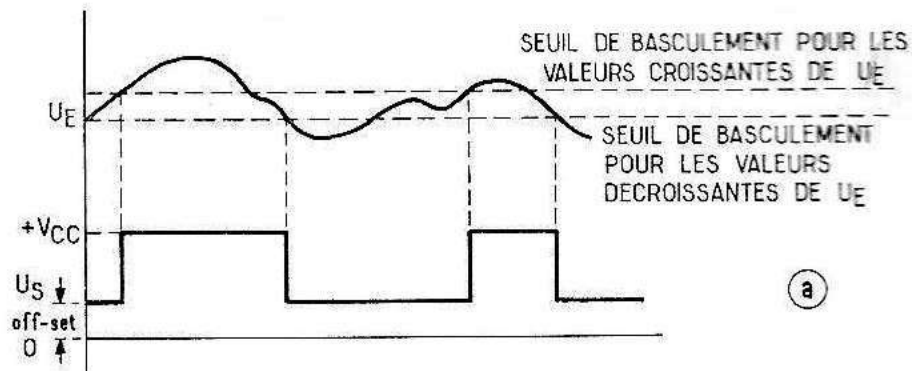


FIG. VI-4.

3. Production de signaux rectangulaires de durée réglable à partir de signaux d'entrée sinusoïdaux ou triangulaires (fig. VI-4 c).

Nous trouverons une autre application des triggers lorsque nous étudierons les générateurs de signaux triangulaires.

SCHÉMAS ET VARIANTES

Pour le premier des usages cités plus haut, il est souvent souhaitable d'obtenir le basculement du trigger dès le début de la montée du signal ; d'autre part, du

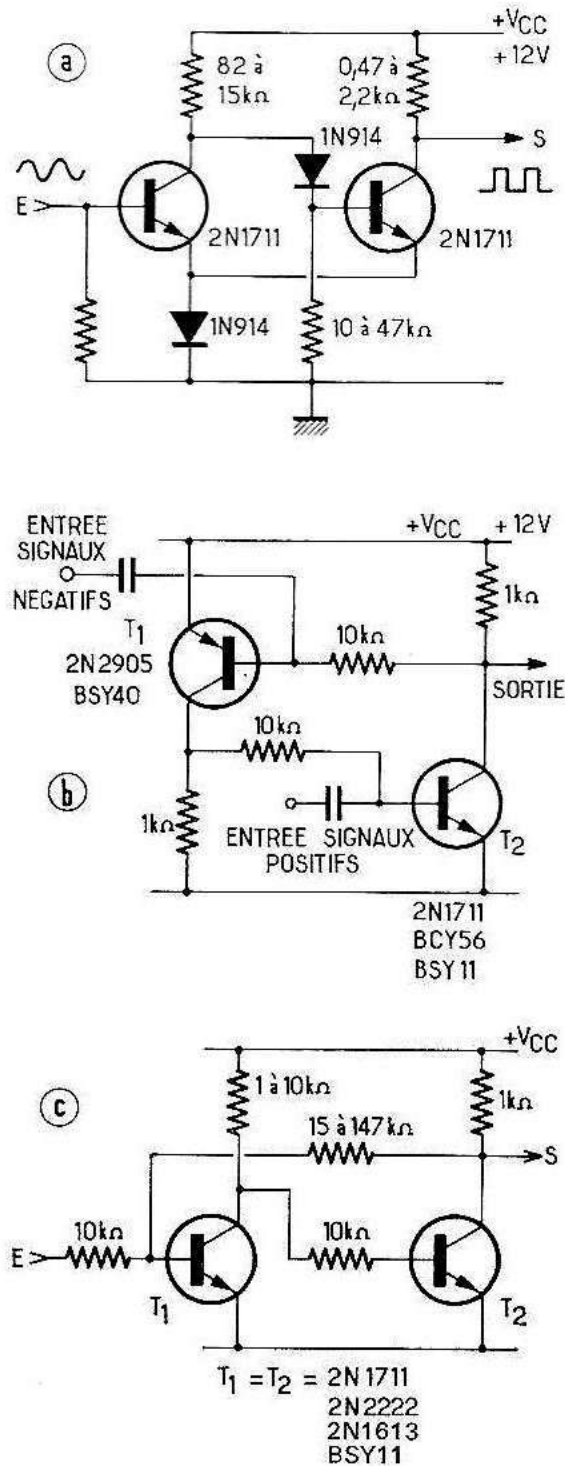


FIG. VI-5.

fait de la présence de la résistance d'émetteur, la valeur « basse » du signal de sortie peut être de l'ordre de quelques volts (off-set), ce qui n'est pas souhaitable pour certaines applications. Ces inconvénients peuvent être évités de différentes manières. Dans le schéma de la figure VI-5 a, la résistance commune d'émetteur est remplacée par une diode, de même que celle de liaison entre étages ; c'est alors la résistance de collecteur du premier transistor qui détermine la valeur du courant de base du second, d'où la valeur assez élevée de cette résistance. Le second schéma (fig. VI-5 b) est celui d'un montage à transistors complémentaires qui présente l'avantage de ne pas consommer au repos, les deux transistors du montage étant bloqués en l'absence de signal d'entrée : un signal positif sur la base du transistor T_2 a pour effet de rendre ce transistor conducteur. La tension de son collecteur s'approchera de la valeur négative pour laquelle le transistor p-n-p (T_1) recevra un courant de base en permettant la conduction, d'où élévation de la tension du collecteur de T_1 et par voie de conséquence alimentation de T_2 en courant de base. Selon les valeurs des éléments, ce montage peut fonctionner comme un trigger ou comme un bistable (ce qui est vrai également du réel trigger de Schmitt). Il peut être à volonté commandé par des signaux positifs ou négatifs selon l'entrée choisie.

Une autre méthode pour obtenir une faible tension d'off-set consiste à réaliser le trigger comme une simple bascule bistable, mais en donnant à l'une des résistances de couplage (celle de rétrocouplage entre le premier et le second étage),

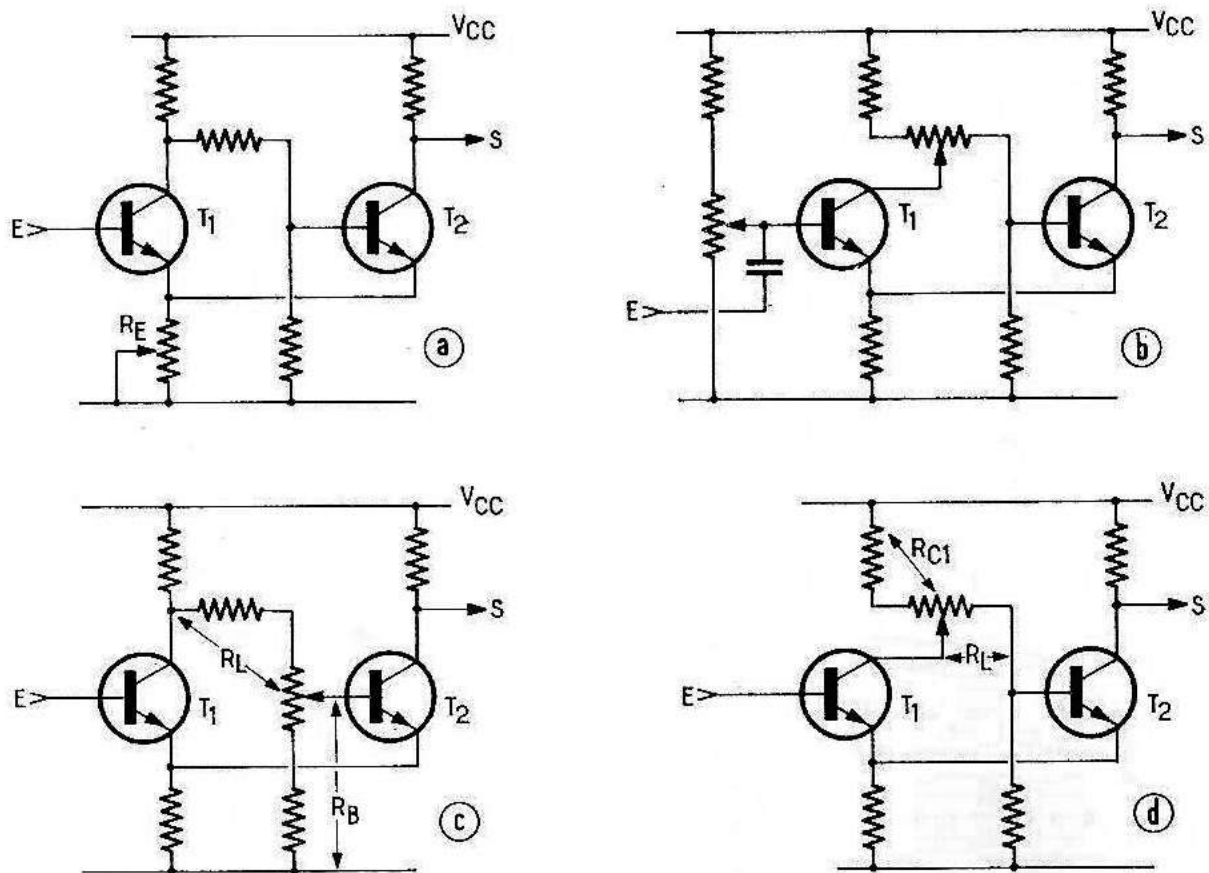


FIG. VI-6.

une valeur assez élevée pour que le montage fonctionne comme un trigger (fig. VI-5 c).

En ce qui concerne les deux autres usages du trigger, il est différentes manières de modifier les seuils de basculement.

En agissant sur la valeur de la résistance commune aux émetteurs, on fait varier le seuil de basculement, en modifiant peu l'hystérésis (fig. VI-6 a). On peut également faire varier le seuil de fonctionnement en agissant sur la polarisation du premier (b) ou du second transistor (c). Il est également possible d'agir à la fois sur le seuil de basculement et sur l'hystérésis en jouant simultanément sur la valeur de la résistance du collecteur du premier transistor et sur la résistance de liaison (fig. VI-6 d).

Pour un montage détecteur à seuil fixe, il est également possible de remplacer la résistance commune des émetteurs par une diode de Zener dont la tension d'avalanche sera judicieusement choisie (fig. VI-7).

Il peut être souhaitable, dans certains cas, de disposer d'une faible impédance de sortie ; on pourra alors utiliser le montage préconisé par Georges Klein (*) dans lequel le transistor de sortie est monté en collecteur commun (fig. VI-8). Avec les éléments du schéma, l'impédance de sortie est de l'ordre de 26Ω , ce qui permet l'emploi de liaisons coaxiales assez longues entre la sortie du trigger et le circuit commandé.

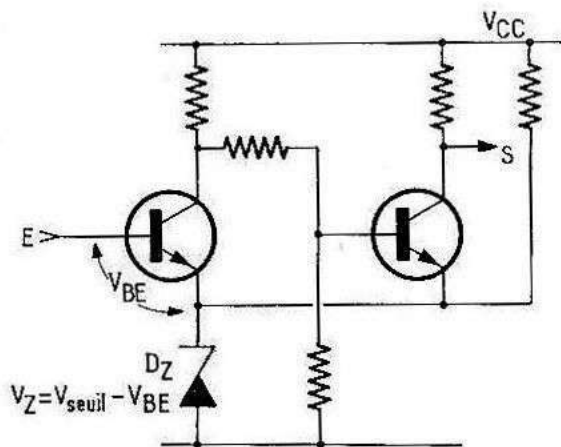


FIG. VI-7.

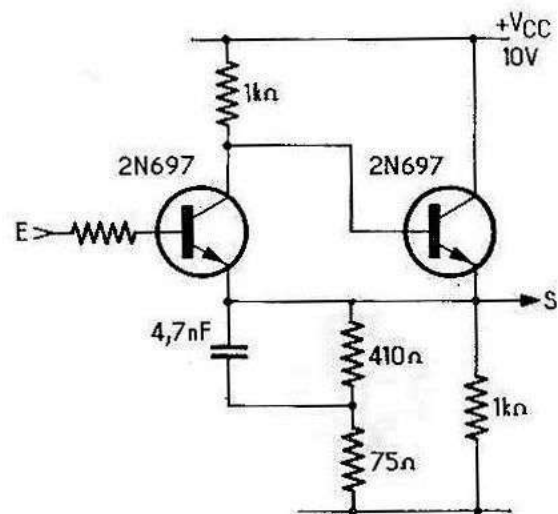


FIG. VI-8.

Dans sa version classique, telle que nous venons de la décrire, le trigger de Schmitt présente un certain nombre d'inconvénients, en particulier son impédance d'entrée, non seulement parfois trop faible lorsqu'il est commandé par une source à haute impédance, mais encore variable selon l'état du transistor d'entrée : lorsque ce dernier est à l'état saturé il présente une impédance d'entrée nettement inférieure à celle pour l'état bloqué. Il peut en résulter une altération du signal

(*) Voir bibliographie à la fin de l'ouvrage.

d'entrée (fig. VI-9). Pour obvier cet inconvénient il est toujours possible de remplacer le transistor d'entrée par un Darlington ou mieux par un montage « Compound » à transistors complémentaires (fig. VI-10 a et b). Le second de ces deux montages mérite de retenir notre attention car en dehors du fait que, pour augmenter l'impédance d'entrée, on a utilisé un montage du type compound, on a de plus remplacé la résistance commune des émetteurs par un transistor à courant constant (Transistor T_3) ce qui confère au circuit un hystérésis d'assez grande amplitude et de plus symétrique par rapport à la masse. Nous aurons l'occasion d'apprécier ces caractéristiques lorsque nous étudierons les générateurs de signaux triangulaires.



FIG. VI-9.

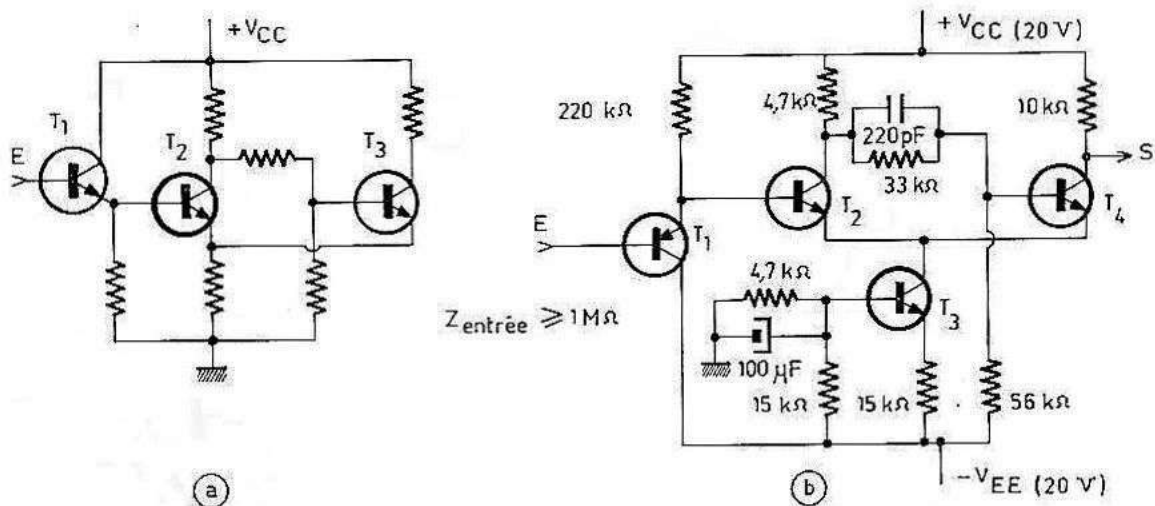


FIG. VI-10.

Une autre méthode pour obtenir une haute impédance d'entrée consiste à remplacer le transistor bipolaire d'entrée par un transistor à effet de champ (fig. VI-11 a) ou M.O.S. (b).

Si elle est recherchée pour certaines applications, une hystérésis importante est parfois un handicap ; aussi a-t-on recherché des montages présentant un très faible hystérésis. C'est le cas du circuit mis au point par Melvin Schmidt (qu'il ne faut pas confondre avec le « père » du trigger : O.H. Schmitt). La figure VI-12 en donne une version. On remarque que ce montage à deux étages ne comporte pas de circuit de réaction mais qu'il met en œuvre un thyristor de faible puissance monté en série avec le transistor de sortie. Ainsi que nous l'avons vu précédemment, de même que dans les oscillateurs sinusoïdaux, il est souvent

possible de remplacer un circuit à réaction par un élément à résistance négative et c'est effectivement le cas pour le thyristor.

L'étude du fonctionnement du montage ne nous demandera que peu de temps. Supposons le transistor d'entrée T_1 bloqué, le courant fourni par l'alimentation à travers la résistance de collecteur R_C est utilisé à alimenter le transistor T_2

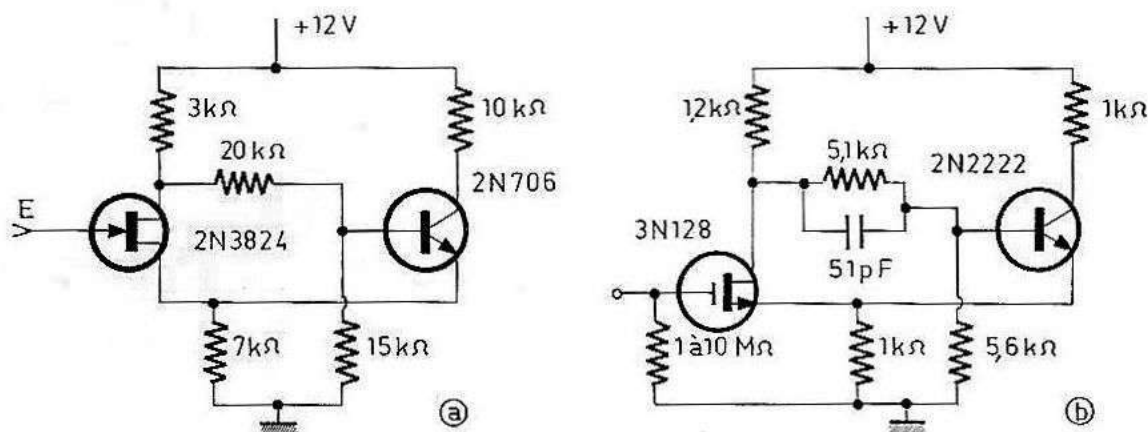


FIG. VI-11.

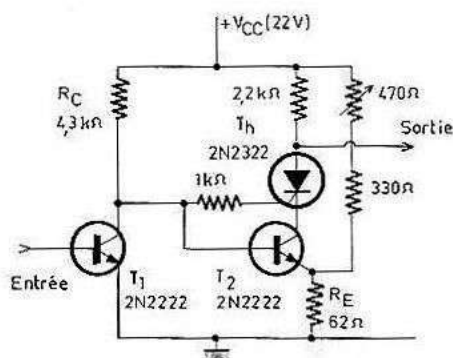


FIG. VI-12.

et le thyristor Th en courants de base et de gachette : ces deux semiconducteurs sont donc tous deux passants et le niveau de la sortie est égal à la somme des chutes de tensions aux bornes de T_2 , Th et R_E , soit environ 3 V. Lorsque T_1 est saturé, T_2 se bloque et par conséquent Th se désamorce ; la tension de sortie est égale à celle de l'alimentation soit 22 V. L'amorçage et le désamorçage d'un thyristor étant très brefs, les temps de montée et de descente du signal de sortie sont très raides ce qui permet à ce montage de fonctionner correctement jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100 kHz. Quant à l'hystérésis, elle n'est que de 70 mV contre environ 1 V au minimum avec un trigger classique.

EMPLOI DES CIRCUITS INTÉGRÉS

Il existe des circuits intégrés spécialement prévus pour effectuer la fonction « trigger » tel le TAA 293 (RTC) par exemple, la figure VI-13 en reproduit en (a) le schéma interne et en (b) un exemple d'utilisation.

Il est également aisé de réaliser des triggers à partir d'amplificateurs opérationnels (fig. VI-14). Au lieu de ramener l'entrée non inverseuse à la masse comme cela se pratique dans l'utilisation normale en amplificateur, on la ramène sur un pont de résistance placée entre la sortie de l'amplificateur et la masse. C'est donc une fraction de la tension de sortie qui sert de référence à l'entrée (+). Tant que la tension d'entrée appliquée à l'entrée inverseuse est inférieure en valeur absolue à

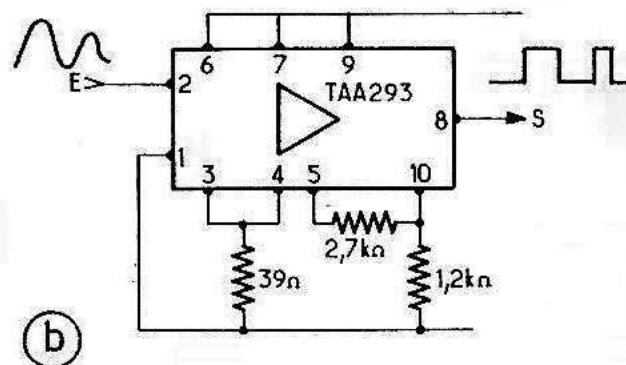
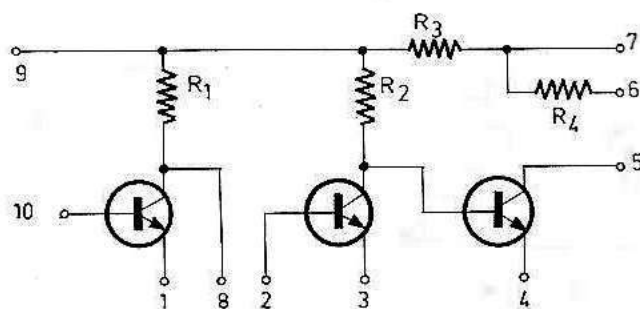


FIG. VI-13.

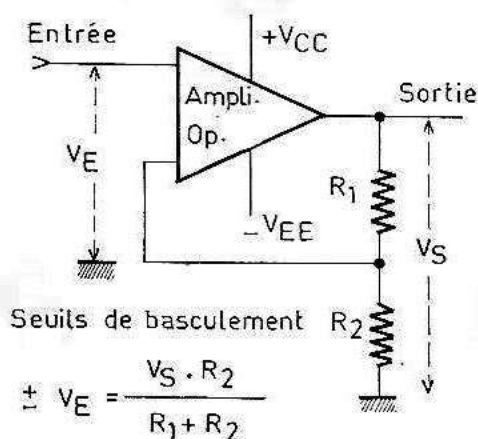


FIG. VI-14.

cette référence l'amplificateur est bloqué dans son état précédent. Dès que cette valeur est légèrement dépassée (de quelques millivolts) du fait de la réaction introduite par le rétro-couplage de l'entrée (+) avec la sortie, le montage change

brusquement d'état. On a bien ainsi réalisé un trigger qui présente la particularité intéressante pour certains usages d'avoir un hystérésis de grande amplitude, aisément réglable (en agissant sur le rapport de division du pont diviseur de sortie) et de plus symétrique par rapport à la masse.

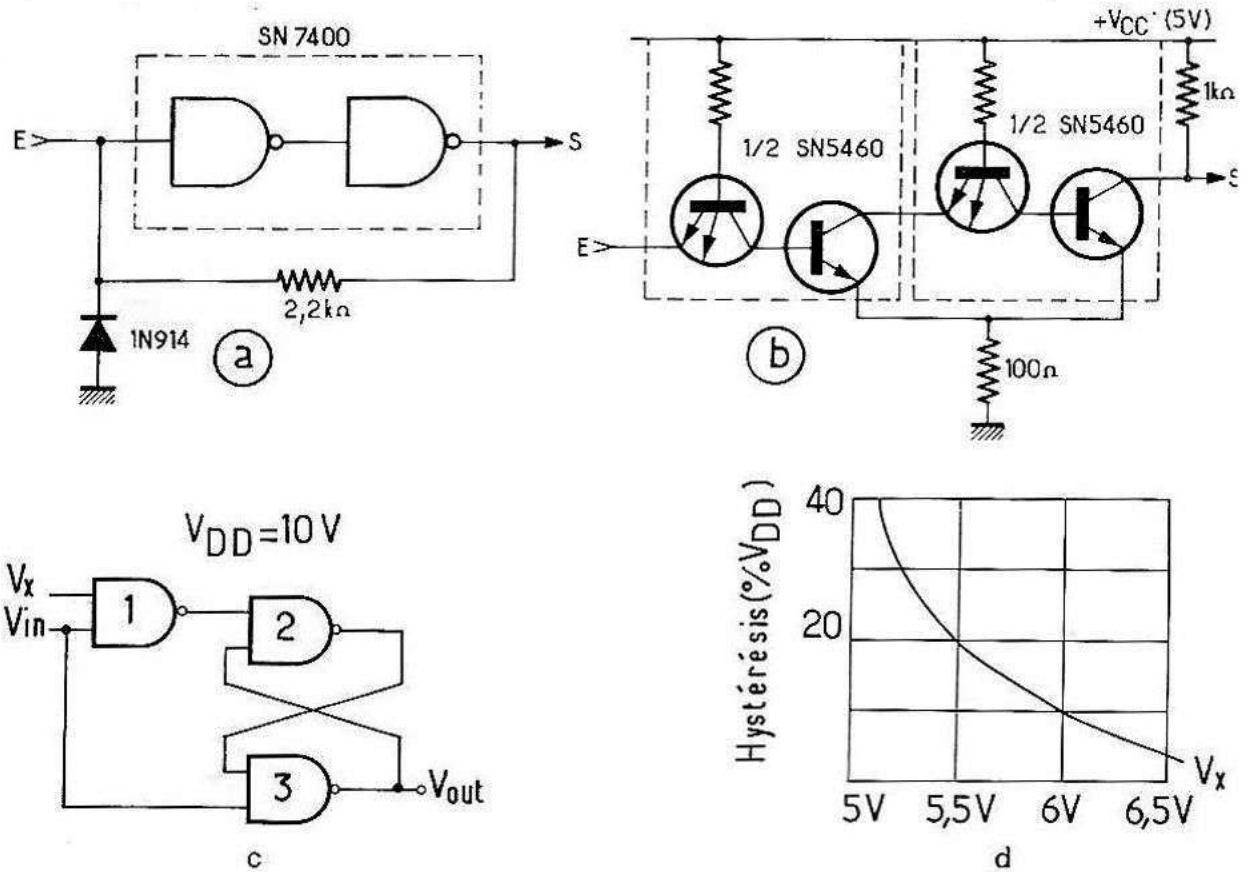


FIG. VI-15.

Les portes logiques peuvent aussi être utilisées à la réalisation de trigger il suffit pour cela, soit de rétrocoupler la sortie d'une cascade de deux portes inverseuses (NON - ET ou NI) à travers une résistance de valeur convenable (fig. VI-15 a) soit d'effectuer un couplage par résistance commune d'émetteur ainsi que c'est le cas dans le schéma de la figure VI-15 b qui met en œuvre des entrées d'expansion T.T.L. du type SN 5460 ou SN 7460, quant au montage (c) sur la même figure, qui met en œuvre 3 portes NON-ET en technologie C.M.O.S., il offre l'avantage de présenter un hystérésis ajustable en agissant sur la tension continue appliquée sur l'une des entrées (marquée d'un x) de la porte ET-NON d'entrée. La courbe (d) montre qu'il est pratiquement possible d'ajuster cette hystérésis à une valeur comprise entre quelques pour cent et environ 40 % de la tension d'alimentation.

La bascule bistable ou montage d'Eccles-Jordan

Ce montage ne diffère guère dans son principe du trigger de Schmitt qu'il peut parfois remplacer lorsque l'on a affaire à des signaux d'entrée de grande amplitude. La différence essentielle réside dans le taux de réaction qui est généralement beaucoup plus élevé que dans un trigger et dans le mode de couplage entre étages qui est généralement symétrique alors que dans le trigger on utilise une résistance commune d'émetteur pour l'un des éléments de réaction et un couplage collecteur-base pour le second.

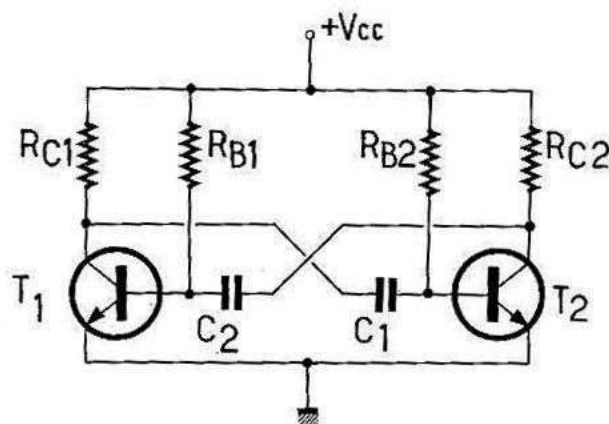


FIG. VI-16.

Le schéma de principe de la bascule bistable est reproduit à la figure VI-16 ; du fait des dissymétries inévitables, à la mise sous tension, l'un des transistors (disons T_1 pour fixer les idées) conduit avant l'autre et il en résulte que la tension présente sur son collecteur est plus faible que celle sur le collecteur de T_2 . De ce fait, la base de T_1 reçoit, à travers R_{C2} et R_{B1} , un courant supérieur à celui que reçoit la base de T_2 . Le montage étant bouclé sur lui-même, il y a un effet de réaction qui amplifie le déséquilibre, et T_1 est très rapidement porté à saturation : la tension présente sur son collecteur est plus faible que celle existant aux bornes du circuit de base (valeurs typiques : tension de 0,1 V sur le collecteur de T_1 , et tension de 0,7 V sur la base). La tension sur le collecteur de T_1 étant inférieure à la tension de diffusion de la base de T_2 , la diode base-émetteur de ce second transistor est bloquée : donc T_2 , ne recevant aucun courant de base, est bloqué.

Si aucune action extérieure ne modifie cet état de choses, il n'y a aucune raison pour qu'il change de lui-même. Pour le modifier, nous avons le choix entre deux possibilités :

a) Supprimer le courant de base de T_1 en mettant l'entrée E_1 à la masse (ou en lui appliquant une impulsion négative de valeur suffisante) ;

b) Fournir à T_2 un courant de base suffisant pour qu'il se sature. T_1 sera alors privé de courant de base, puisque le collecteur de T_2 sera à 0,1 V, soit à une tension inférieure à la tension de diffusion de la diode base-émetteur de T_1 .

Les résistances de base R_B sont souvent shuntées par un petit condensateur de faible valeur (10 à 1 000 pF) dont le rôle est d'accélérer le basculement du bistable.

Examinons comment. Lorsque T_2 , par exemple, est bloqué, il ne reçoit aucun courant de base ; la résistance de base R_{B2} n'est le siège d'aucune chute de tension, et C_2 est donc déchargé. Au moment du basculement, il se comporte donc comme un court-circuit pour le courant de base fourni à travers R_{C1} . Le transistor T_2 reçoit, pendant la période de charge de C_2 , un excès de courant de base qui a pour effet de saturer plus rapidement ce transistor.

MODE DE COMMANDE DU BISTABLE D'ECCLES JORDAN

1. Par des niveaux de tension continue :

a) Commande par un niveau « 0 » : mise à la masse des bases simplement au moyen de poussoirs (fig. VI-17 a) ;

b) Commande par un niveau positif : des résistances de protection du même ordre de grandeur que R_B sont insérées en série avec les entrées E_1 et E_2 (fig. VI-17 b).

2. Par des impulsions, positives ou négatives :

Il suffit d'insérer, dans les circuits d'entrée, des diodes connectées dans le bon sens qui ne laisseront passer que les impulsions de commande (fig. VI-17 c et d).

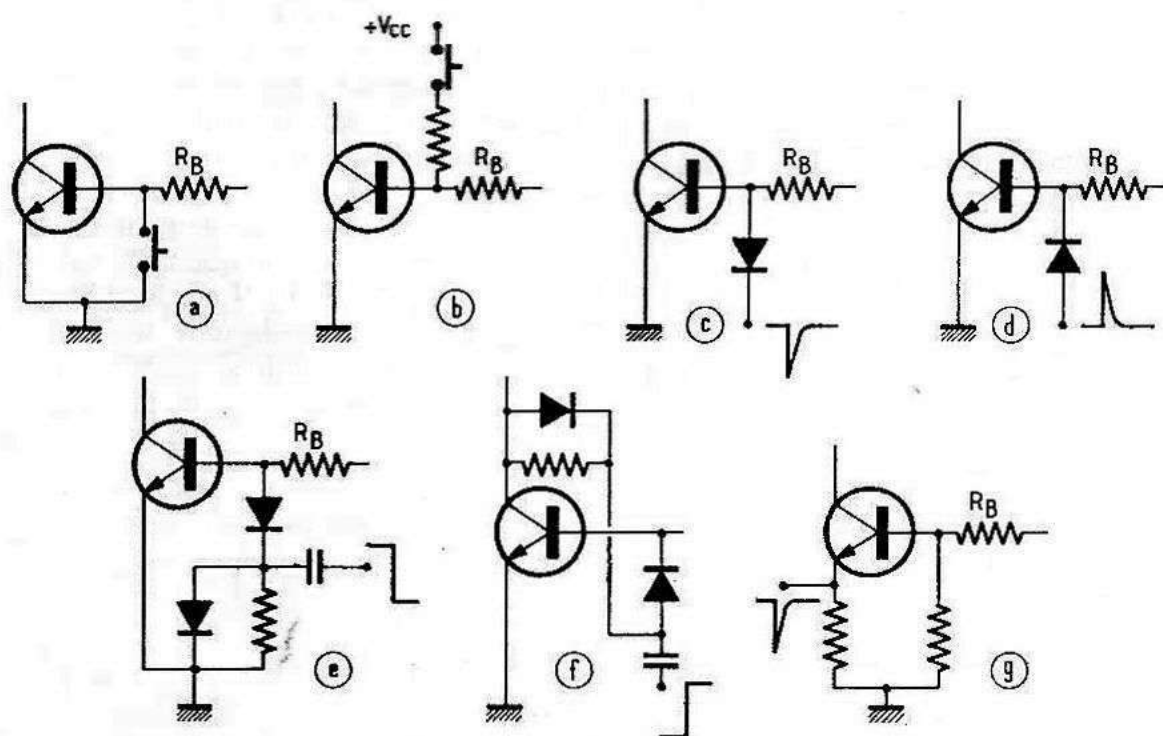


FIG. VI-17.

3. Par les fronts d'un signal rectangulaire :

Il faut au préalable dériver le signal pour obtenir une paire d'impulsion positive et négative. L'impulsion « utile » est appliquée à la base des transistors à travers une diode branchée dans le sens voulu, l'autre impulsion est court-circuitée à la masse à travers une diode soit directement (fig. VI-17 e), soit à travers le circuit de collecteur du transistor intéressé (fig. VI-17 f).

4. Commande par les émetteurs :

Les impulsions de commande peuvent être appliquées aux bornes de petites résistances (quelques dizaines à quelques centaines d'ohms) montées en série avec les émetteurs (fig. VI-17 g) ou d'une résistance commune aux deux émetteurs. Dans ce cas, il est indispensable de réunir les bases des transistors à la masse à travers des résistances, dont la valeur est généralement plus petite ou égale à celle des résistances R_B , afin d'assurer un blocage suffisant du transistor non conducteur.

POSITIONNEMENT A LA MISE SOUS TENSION

Il peut être utile d'imposer, à la mise sous tension, une position préférentielle à un bistable. Cela s'effectue toujours en réalisant une dissymétrie du montage. On peut :

a) Donner à l'une des résistances de base R_B une valeur supérieure à celle de l'autre (1,5 à 2 fois) ;

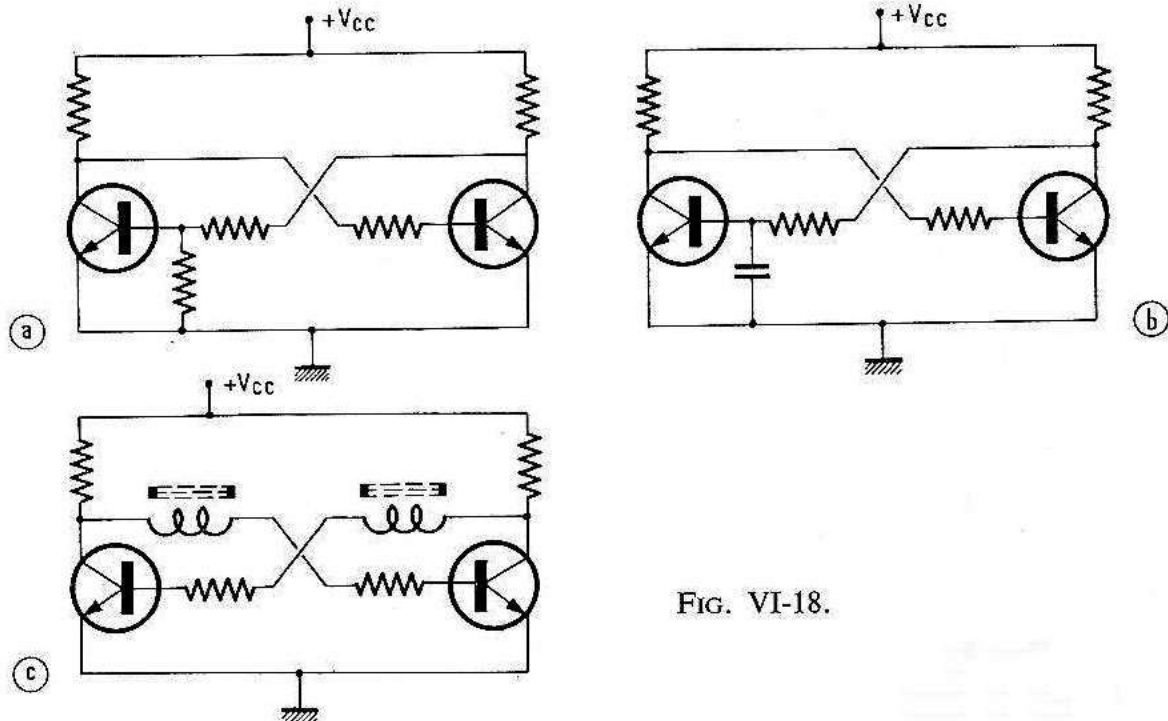


FIG. VI-18.

b) Donner une valeur supérieure à l'un des condensateurs C_1 ou C_2 (1,5 à 2 fois) ;

c) Placer entre la base du transistor que l'on veut voir *bloqué* à la mise sous tension et la masse soit une résistance égale à une à deux fois R_B , soit un condensateur (une à deux fois la capacité de C_1 ou de C_2). Si ces condensateurs sont omis, on pourra utiliser un condensateur de 1 000 pF qui représente une bonne valeur (fig. VI-18 a et b).

MÉMOIRE DE L'ÉTAT DU BISTABLE EN CAS DE COUPURE ACCIDENTELLE DE L'ALIMENTATION

Si l'on désire qu'à la mise sous tension le bistable se retrouve dans la même position qu'avant la coupure de l'alimentation (accidentelle ou non) on introduit, en série avec les résistances R_B , de petites inductances (quelques centaines de microhenrys) bobinées sur ferrite à cycle d'hystérésis rectangulaire (fig. VI-18 c). L'inductance montée en série avec le transistor qui recevait un courant de base avant la coupure aura son noyau saturé, donc à plus faible perméabilité, et, de ce fait, présentera une impédance, à la mise sous tension, plus faible que celle montée, non saturée, dans l'autre branche. Il en résultera un déséquilibre qui mettra le bistable dans la même position qu'avant la coupure de l'alimentation.

QUELQUES SCHÉMAS PRATIQUES

Le schéma de la figure VI-19 n'attire aucun commentaire, et nous ne le donnons qu'à titre d'information. Le schéma de la figure VI-20, équipé de transistors pnp au germanium, nous servira ici à donner quelques éléments pour le calcul du montage.

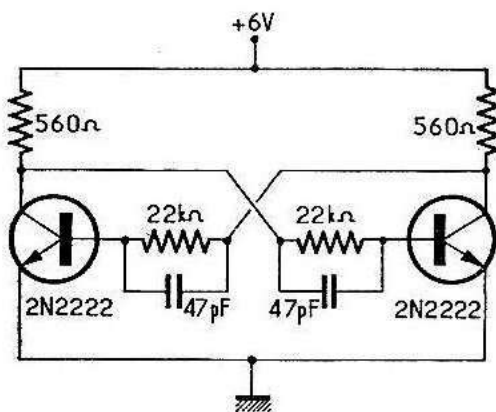


FIG. VI-19.

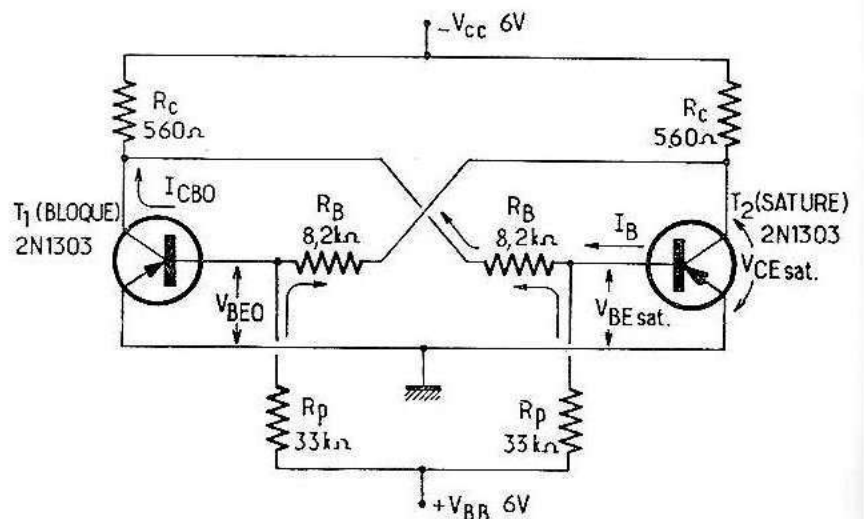


FIG. VI-20.

CALCUL APPROCHÉ DES ÉLÉMENTS D'UN BISTABLE

Ce calcul est donné dans le cas général, montage avec polarisation, souvent inutile dans le cas des transistors au silicium où le calcul se trouve alors simplifié.

1. Calcul de la résistance R_C de collecteur :

La tension d'alimentation V_{CC} étant donnée (prenons par exemple 6 V), on choisit le courant de collecteur (I_C) d'après les fiches techniques du transistor choisi (supposons pour donner un chiffre : 10 mA). La tension $V_{CE\text{ sat}}$ de saturation de collecteur du transistor est donnée par les fiches techniques (supposons 0,2 V dans le cas d'un transistor pnp au germanium). On peut écrire :

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE\text{ sat}}}{I_C} = \frac{6\text{ V} - 0,2\text{ V}}{10\text{ mA}} = 580\ \Omega$$

Nous prenons la valeur normalisée la plus proche : 560 Ω .

2. Calcul des résistances R_B et R_P de polarisation :

On commencera par déterminer le courant de base nécessaire pour saturer le plus mauvais des transistors de la série dans le plus mauvais des cas (température minimale de fonctionnement prévue). Le paramètre h_{21e} est donné par le constructeur pour le plus mauvais des transistors de la série à 25 °C. Le constructeur donne également le coefficient de température de variation de h_{21e} en fonction de la température.

Supposons h_{21e} minimal à 25 °C = 40 et une température de fonctionnement minimale de 10 °C. Les courbes du transistor nous donnent un coefficient de 0,8 ; nous pouvons écrire :

$$h_{21e} = 40 \times 0,8 = 32.$$

D'où nous tirons la valeur minimale pour :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21e}} = \frac{10}{32} = 0,31\text{ mA}$$

Valeur à laquelle nous appliquerons un coefficient de sécurité de 1,5 pour assurer une saturation parfaite, ce qui nous donne 0,48 mA pour I_B (arrondissons à 0,5 pour faciliter le calcul).

Si nous nommons V_1 la tension présente sur le collecteur du transistor bloqué, en négligeant la très faible chute de tension provoquée aux bornes de R_C par le courant de fuite du transistor I_{CBO} , nous pouvons écrire $V_1 = V_{CC}$.

V_{BEO} est la tension minimale qui doit être appliquée au transistor à l'état bloqué pour en assurer un blocage suffisant (supposons +0,5 V).

V_{BE1} est la tension base-émetteur du transistor à l'état saturé et $V_{BE1} = V_{BE\text{ sat}}$ donné dans les fiches techniques du transistor, soit -0,5 V par exemple.

Dans l'état bloqué du transistor, on peut écrire en appliquant les lois de Kirchhoff :

$$I_{CBO\text{ max}} + \frac{V_{BEO} + V_{CE\text{ sat}}}{R_B} = \frac{V_{BB} - V_{BEO}}{R_P} \quad (1)$$

$I_{CBO\text{ max}}$ est la valeur maximale que peut prendre le courant de fuite du transistor (donnée par le constructeur) à la température maximale de fonctionnement (supposons 0,1 mA).

Pour l'état-conducteur d'un transistor, on peut écrire :

$$\frac{V_{CC} - V_{BE\ sat}}{R_B} = \frac{V_{BB} + V_{BE\ sat}}{R_P} + I_B \quad (2)$$

En remplaçant les lettres par leur valeur, on trouve :

$$0,1 + \frac{0,5 + 0,2}{R_B} = \frac{6 - 0,5}{R_P} \quad (3)$$

et

$$\frac{6 - 0,5}{R_B} = \frac{6 + 0,5}{R_P} + 0,5 \quad (4)$$

En résolvant cette équation à deux inconnues, nous trouvons, en arrondissant aux valeurs normalisées des résistances :

$$R_C = 8,2\ k\Omega$$

$$\text{et } R_P = 33 \text{ ou } 27\ k\Omega$$

(Selon les valeurs normalisées supérieure ou inférieure).

LE BISTABLE D'ECCLES JORDAN CONSIDÉRÉ DU POINT DE VUE LOGIQUE

Du point de vue logique, un bistable d'Eccles Jordan peut être considéré comme l'association de deux portes inverseuses (NI ou ET - NON) rétrocouplées (fig. VI-21). L'équation logique des sorties peut donc s'écrire :

$$Q = \overline{A + \overline{Q}} = \overline{A} \cdot \overline{\overline{Q}}$$

$$\overline{Q} = \overline{B + \overline{Q}} = \overline{B} \cdot \overline{\overline{Q}}$$

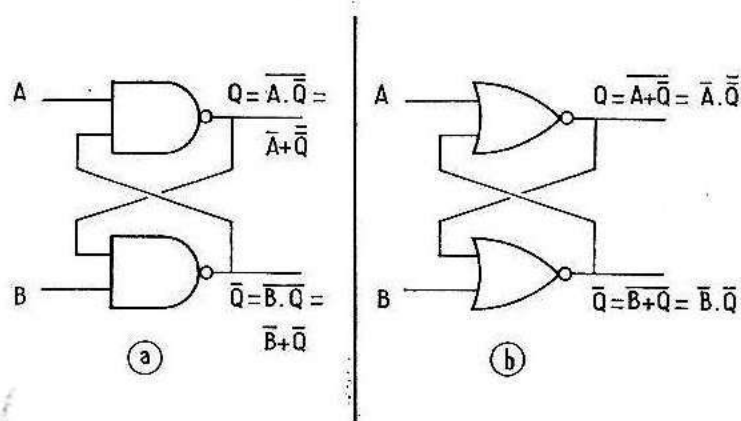


FIG. VI-21.

Ces considérations sont particulièrement utiles pour l'étude des différents types de bistables commandés « en niveau ».

EMPLOIS DU BISTABLE D'ECCLES JORDAN

Cellule élémentaire de mémoire, équivalent électronique d'un commutateur à deux directions. Il est également très employé comme élément de division ou de comptage binaire ou binaire-décimal. On associe alors les bistables de manière à constituer des compteurs parmi les nombreuses applications desquelles nous ne retiendrons ici que leur fonction de diviseurs de fréquence (1).

Le Monostable ou Univibrateur

En remplaçant l'une des liaisons continues d'un bistable par une liaison purement capacitive on est conduit au Monostable qui présente la propriété lorsqu'il est déclenché par une impulsion de commande de basculer dans l'état opposé, de rester dans cet état pendant une durée qui dépend de la constante de temps du circuit de liaison puis de revenir spontanément dans l'état initial.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Dans le schéma de la figure VI-22, en l'absence de tout signal de commande le transistor de gauche, T_g sur la figure, est conducteur, sa base étant polarisée positivement par rapport à l'émetteur, à travers la résistance R_1 reliée directement à la source d'alimentation V_{cc} . La base du transistor de droite, T_d , étant ramenée à la masse — ou dans certains cas à une source de polarisation négative — ce transistor est bloqué.

Dans ces conditions, la tension U_C aux bornes du condensateur C_T est donnée par la relation :

$$U_C = V_{cd} - V_{bg} = V_{cd} - V_{BE \text{ sat}} (\text{de } T_g)$$

V_{cd} étant la tension présente sur le collecteur de T_d et V_{bg} celle présente sur la base du transistor de gauche T_g .

La tension V_{cd} est pratiquement égale à la tension d'alimentation V_{cc} (on peut négliger l'infime chute de tension provoquée par le courant de fuite du transistor T_d aux bornes de la résistance de collecteur R_{cd}). La tension V_{bg} quant à elle est égale à la tension base-émetteur du transistor correspondant (soit environ 0,6 V pour un transistor au silicium). On peut donc écrire sans erreur grave $U_C \simeq V_{cc}$.

Etudions maintenant ce qui va se passer si nous appliquons une impulsion négative de déclenchement sur l'entrée E.

Cette impulsion est appliquée à travers la diode D au collecteur du transistor T_d qui était bloqué ; si nous appelons V l'amplitude de cette impulsion, nous pouvons dire que le potentiel de ce collecteur va tomber de V_{cc} à $V_{cc} - V$. En négligeant la faible tension V_{bg} , nous pouvons dire que c'est à peu de choses près

(1) Nous ne pouvons ici nous étendre sur ce sujet. Pour plus ample information le lecteur pourra consulter les ouvrages cités en bibliographie et en particulier « Circuits de logique » et « Logique électronique et Circuits intégrés numériques » par R. Damaye (Ouvrage en vente à la Librairie Parisienne de la Radio).

cette même tension qui va se trouver aux bornes du condensateur C_T , lequel ne pouvant se décharger instantanément va communiquer cette impulsion à la base de T_g qui va pratiquement se trouver avec une tension égale à $-(V_{cc}-V)$ sur sa base pendant toute la durée de décharge du condensateur. Ce dernier se décharge

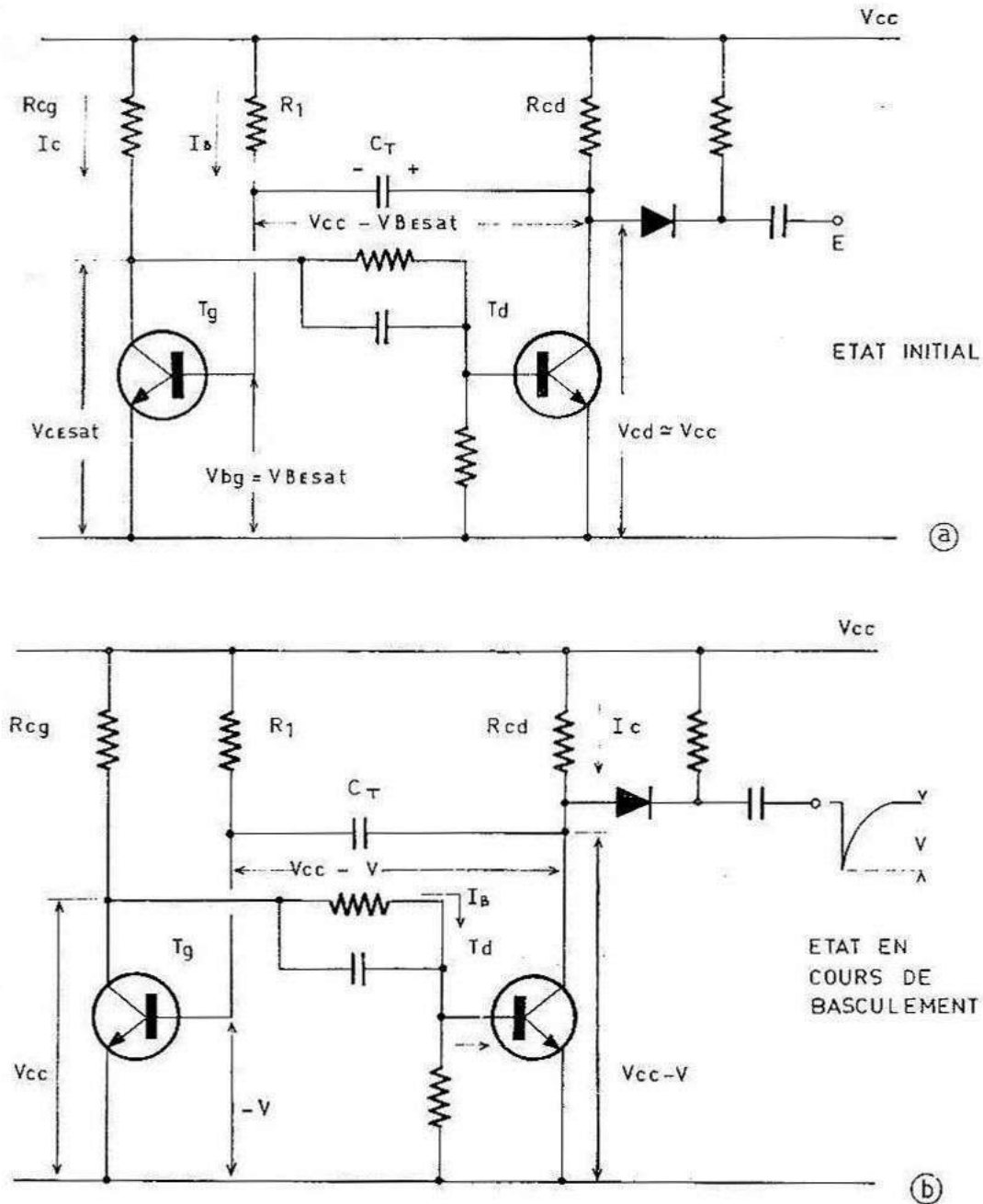


FIG. VI-22.

avec une constante de temps $R_1 \cdot C_T$. Lorsque la tension de la base de T_g aura de nouveau atteint une valeur telle que sa diode base-émetteur puisse conduire, ce transistor va redevenir conducteur ; cela entraînera la baisse de son potentiel de collecteur et, par voie de conséquence, le blocage de T_d qui ne recevra plus

de courant de base. Le montage revient donc dans son état primitif au bout d'un temps qui, en première approximation, peut être calculé au moyen de la relation approchée

$$T = 0,69 R_1 \cdot C_T$$

Nous ne reviendrons pas sur le calcul des éléments en régime statique, ce calcul pouvant, en pratique, être calqué sur celui des éléments du bistable décrit plus haut.

Le retour à l'état stable de l'univibrateur n'est pas instantané ; en effet le condensateur C_T qui était pratiquement déchargé au moment du rebasculement (puisque à cet instant la tension à ses bornes était voisine de zéro) va se recharger à travers la résistance de collecteur R_{cd} du transistor de droite, donc avec une constante de temps égale à $R_{cd} \cdot C_T$. Pendant ce temps, le monostable ne pourra pas être redéclenché. Le temps, que le montage met à retrouver son état initial, est appelé *temps de recouvrement* du multivibrateur monostable.

De ce qui précède, on peut déduire qu'un monostable construit suivant le schéma de la figure VI-22 :

1. Ne fournit pas de signaux parfaitement rectangulaires (c'est bien ce que montrent les courbes de la figure VI-23) ;
2. Ne peut être redéclenché, après le rebasculement, qu'au bout d'un temps donné appelé temps de recouvrement du monostable.

C'est pour pallier ces deux inconvénients qu'il a été étudié divers montages capables soit de fournir un signal de sortie presque parfaitement rectangulaire, soit de fonctionner avec un rapport cyclique — rapport entre le temps de basculement et celui qui sépare deux impulsions de redéclenchement (fig. VI-24) — aussi voisin que possible de 100 %, cette valeur idéale ne pouvant naturellement pas être atteinte.

QUELQUES VARIANTES

Les variantes résident d'abord dans le mode d'attaque du monostable ; elles sont résumées à la figure VI-25. On y voit que le monostable peut être déclenché soit par des impulsions de blocage appliquées à la base du transistor conducteur (b), soit au moyen d'impulsions positives appliquées à celle du transistor bloqué afin de l'amener à la conduction. Dans tous les cas, le principe de fonctionnement général de l'univibrateur décrit plus haut reste inchangé.

Au lieu d'obtenir la réaction au moyen d'une liaison continue entre les transistors, comme dans le cas précédent, cette réaction peut être obtenue au moyen d'une résistance commune d'émetteur, le montage s'apparentant alors au trigger de Schmitt. Le schéma de principe de ce montage est donné à la figure VI-26. Le courant d'émetteur du transistor T_g , conducteur au repos, crée dans la résistance commune d'émetteur (R_E) une chute de tension telle que le transistor T_d est bloqué. C'est au moyen d'une impulsion positive appliquée à la base de ce transistor que le montage peut être déclenché. La stabilité du montage est assurée par le potentiel de repos V_{bd} de la base de T_d donc du rapport du diviseur de tension formé par les résistances R_3 et R_2 . Si cette tension était telle que T_d et T_g puissent conduire simultanément, nous nous trouverions en présence d'un état

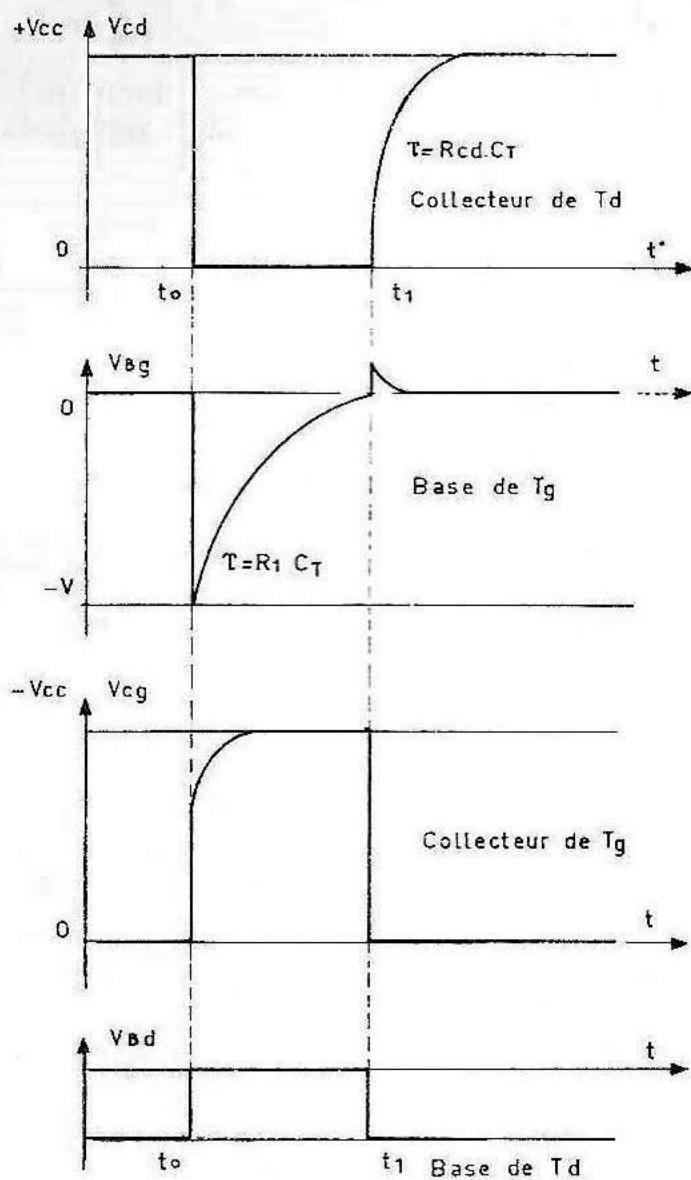
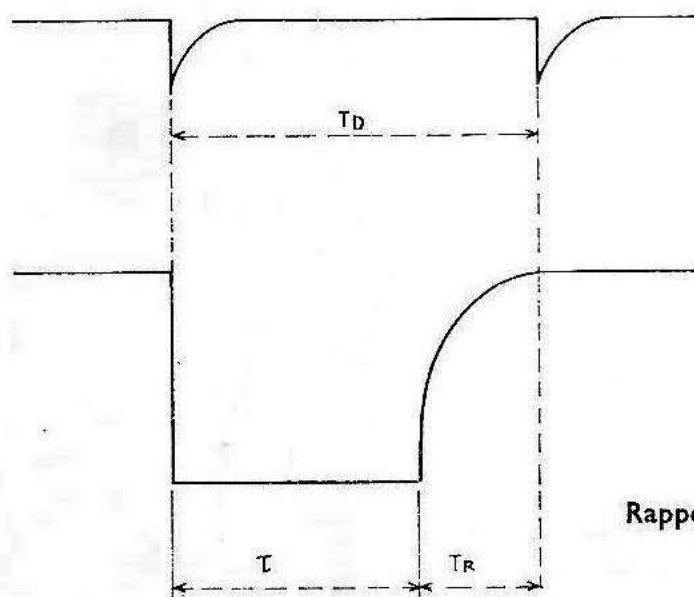


FIG. VI-23.



$T_D = \tau + T_R$
 temps max. entre 2 im-
 pulsions de déclenche-
 ment pour un fonctionne-
 ment sûr.

$\tau = R_1 \cdot C_T$
 temps de basculement

$T_R = R_{Cd} \cdot C_T$
 temps de recouvrement

$$\text{Rapport cyclique (\%)} = \frac{\tau}{T_D} \times 100$$

FIG. VI-24.

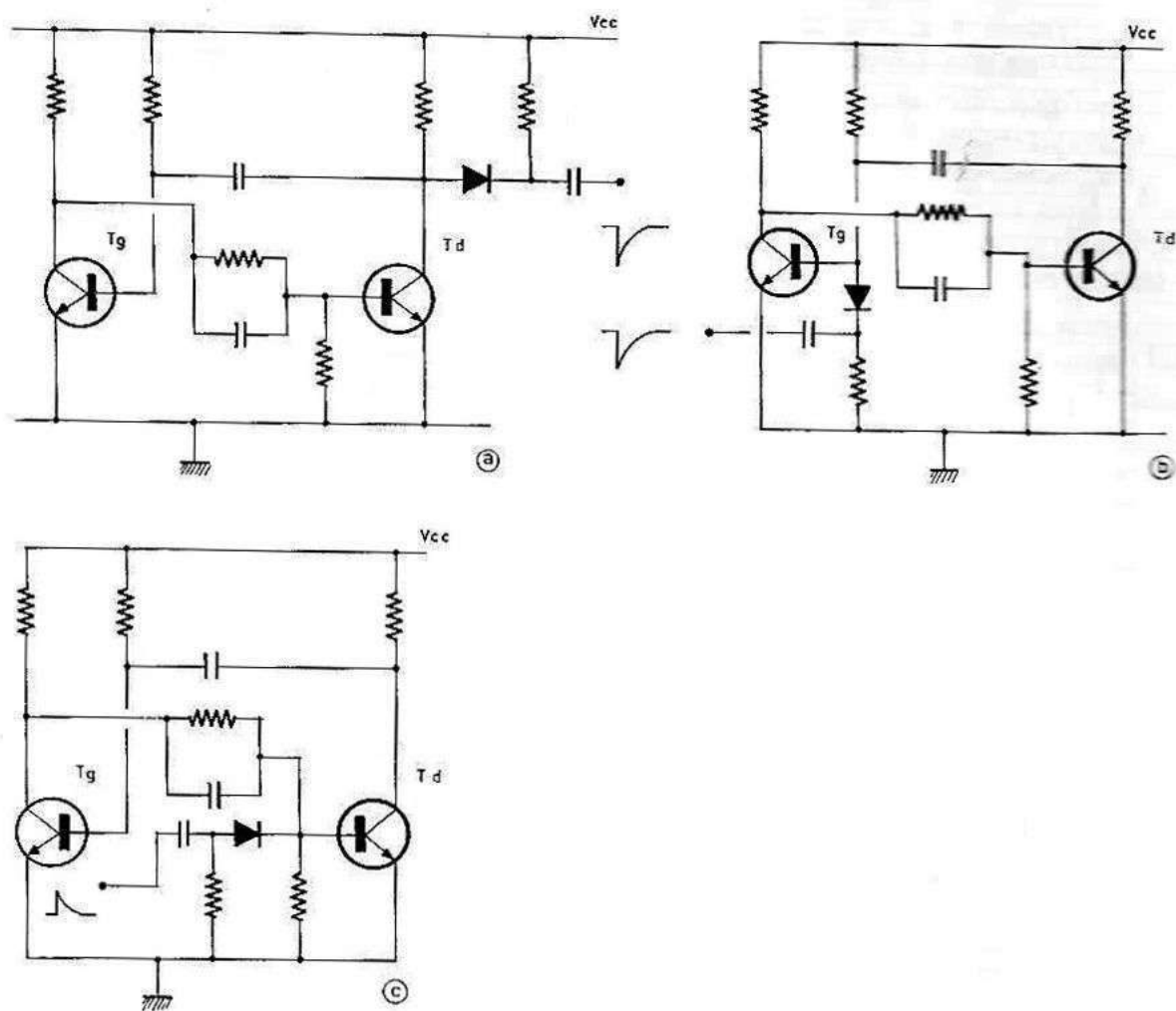


FIG. VI-25.

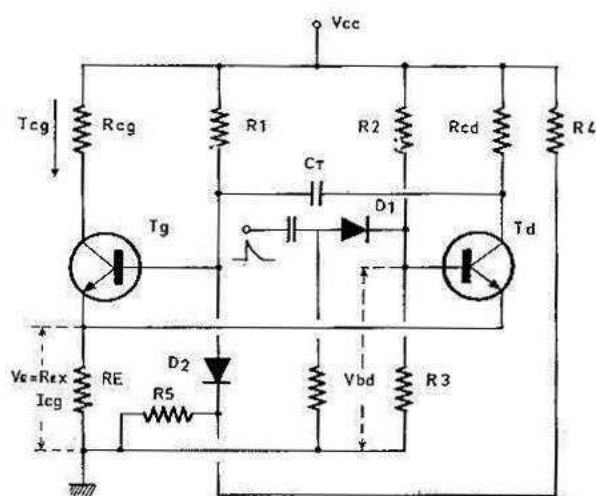


FIG. VI-26.

instable. (Nous l'étudierons dans une prochaine rubrique consacrée au multi-vibrateur astable). Le rôle de la diode D_2 polarisée par le pont de résistances R_4 et R_5 est d'écarter la tension de base du transistor T_9 de manière à en éviter (ou à en limiter selon le rapport de division du diviseur R_4/R_5) la saturation. Le montage fonctionne en l'absence de cette diode et de ces deux résistances, mais sa stabilité est moins bonne. Comme dans le montage précédent, le déclenchement peut être obtenu de différentes manières : impulsions négatives de blocage de T_9 , entre autres.

Nous étudierons le fonctionnement du relaxateur à transistor unijonction (UJT) dans un chapitre ultérieur, cela ne nous empêchera pas de décrire, dès à présent, un schéma de monostable hybride constitué par un bistable d'Eccles Jordan associé à un tel relaxateur. Le schéma de principe en est donné à la figure VI-27 a : à l'état repos, la sortie $\bar{Q}$ du bistable est basse (état logique 0). Appli-

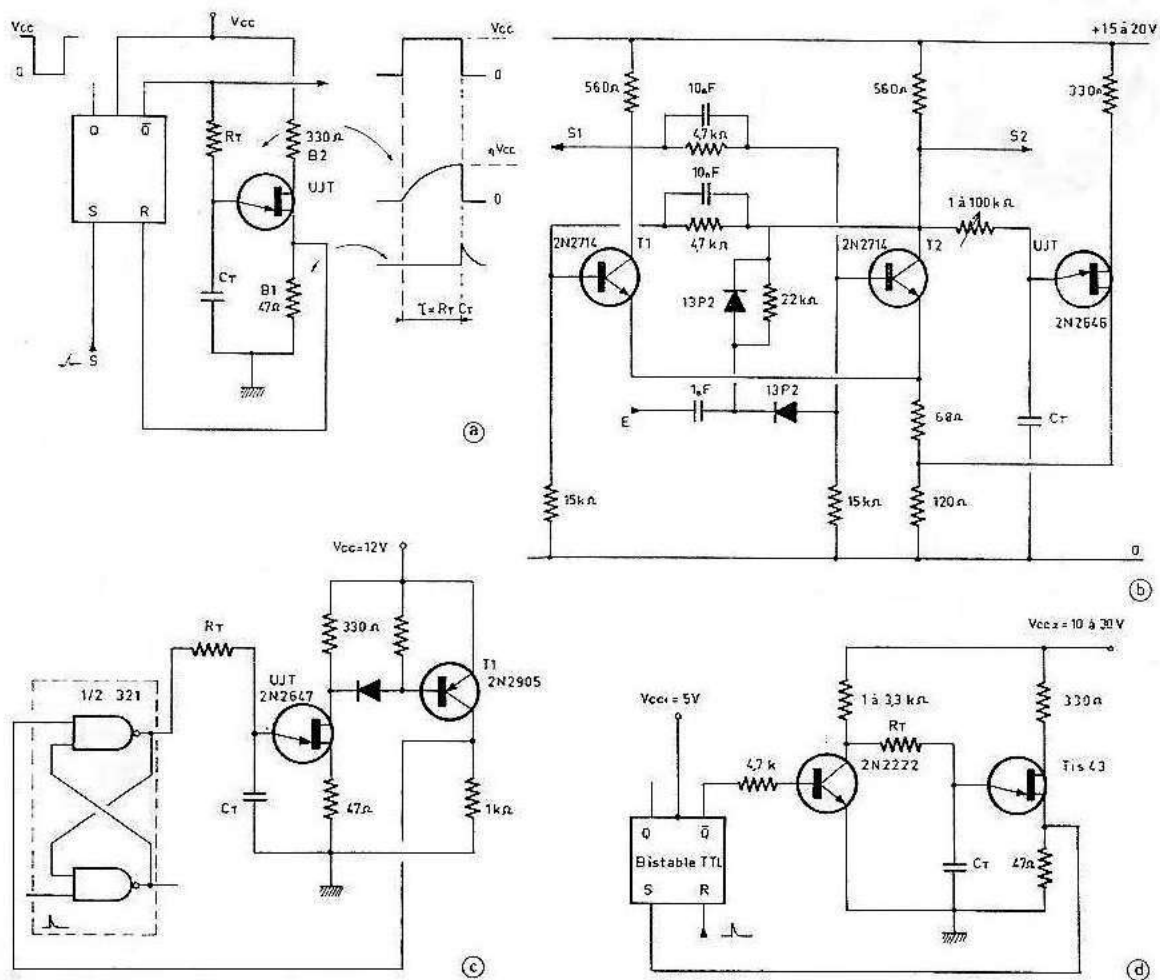


FIG. VI-27.

quons une impulsion positive à l'entrée S du bistable, celui-ci bascule dans la position $Q = 0$ et $\bar{Q} = 1$. Le condensateur C_T se charge alors à travers la résistance R_T selon une loi exponentielle de constante de temps $R_T \cdot C_T$. Lorsque la tension d'amorçage de l'UJT est atteinte, ce condensateur se décharge brutalement à

travers le transistor unijonction pour donner naissance sur sa base B_1 à une impulsion positive qui, appliquée à l'entrée R du bistable, en provoquera le rebasculement dans la position que nous avons à l'origine $Q = 1$ et $\bar{Q} = 0$. Les schémas *b*, *c* et *d* de la figure VI-27 représentent quelques variantes de ce montage.

En *b*, ce sont des transistors discrets qui constituent le bistable ; la commande de retour à zéro de celui-ci est obtenue en faisant traverser, dans une résistance commune aux émetteurs des transistors T_1 et T_2 qui le constituent, le courant de base 1 du transistor unijonction (UJT).

Dans le montage *c*, c'est une double porte ET-NON (Circuit intégré Amelco 321) montée en bistable qui est utilisée. Ce circuit intégré étant alimenté sous 12 V, il autorise l'emploi direct d'un transistor unijonction sans source auxiliaire, mais il en irait différemment si l'on choisissait un circuit du type TTL, alimenté sous 5 V, auquel cas il serait nécessaire de disposer de deux sources et d'utiliser un transistor intermédiaire pour la translation des niveaux continus (*d*). Dans le montage *c*, l'impulsion positive recueillie sur la base B_1 de l'UJT n'ayant pas une amplitude suffisante pour déclencher en toute sécurité le retour à zéro du bistable, on préfère utiliser l'impulsion négative recueillie sur B_2 , après l'avoir amplifiée et inversée en polarité au moyen d'un transistor pnp (T_1). Avec ce type de montage, on obtient des créneaux à fronts très brefs et un temps de recouvrement extrêmement court — environ 20 μs — ce qui signifie que pour une fréquence des impulsions de commande de l'ordre de 1 000 Hz, un rapport cyclique de 98 % peut être atteint.

Un autre avantage du monostable hybride à transistor unijonction réside dans le fait que, pour un même temps de basculement, il nécessite un condensateur environ 1,4 fois plus petit que le montage normal ; en effet ce temps est, en première approximation, donné par la relation approchée :

$$T = R_T \cdot C_T.$$

Le montage à transistors complémentaires que nous avons décrit à la rubrique « Trigger de Schmitt » peut facilement être adapté à la réalisation de monostables en remplaçant l'une des liaisons résistantes par une liaison capacitive (schéma de principe en figure VI-28). A la figure VI-29, nous reproduisons deux montages pratiques. Le premier (*a*) ne diffère guère, dans son fonctionnement, de celui du schéma de principe de la figure précédente. Au repos tous les transistors sont bloqués et le condensateur C_T est déchargé : il constitue, pour une impulsion à front raide, un véritable court-circuit. Tels qu'ils sont branchés, les transistors complémentaires T_1 et T_2 ne constituent rien d'autre que l'équivalent d'un thyristor. Donc une impulsion positive appliquée en E_2 — ou négative en E_1 — a pour effet de déclencher la conduction de ce thyristor équivalent, laquelle se poursuivra pendant toute la durée de la charge de C_T . Ce condensateur une fois chargé peut être assimilé à l'ouverture d'un interrupteur « fictif ». Le thyristor équivalent cesse alors de conduire. Pour que le montage puisse de nouveau être déclenché, il faut décharger C_T et c'est le rôle de la résistance R_T . La constante de temps de basculement du montage est donc imposée par les valeurs de C_T et des résistances R_E et R_B montées en série. Le temps de recouvrement dépend, quant à lui, de la constante de temps $R_T \cdot C_T$.

Le second montage (*b*) repose sur un autre principe. Au repos, les deux transistors T_1 et T_2 sont bloqués. Une impulsion positive appliquée à l'entrée

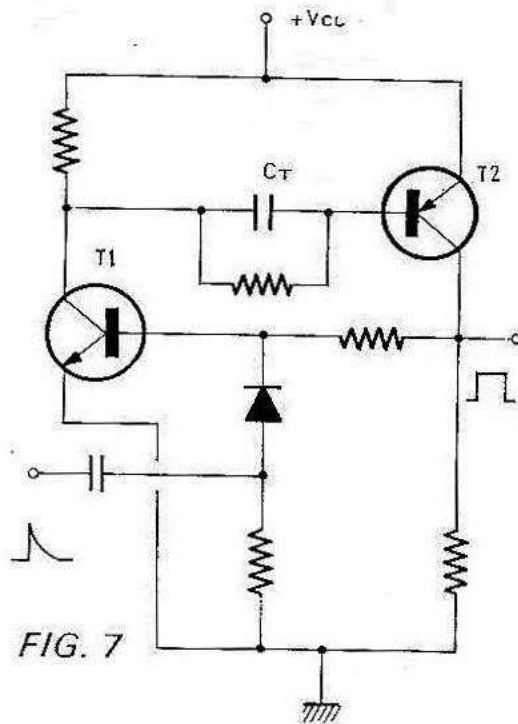
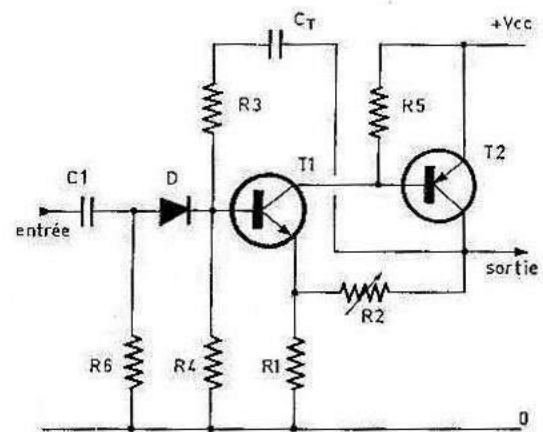
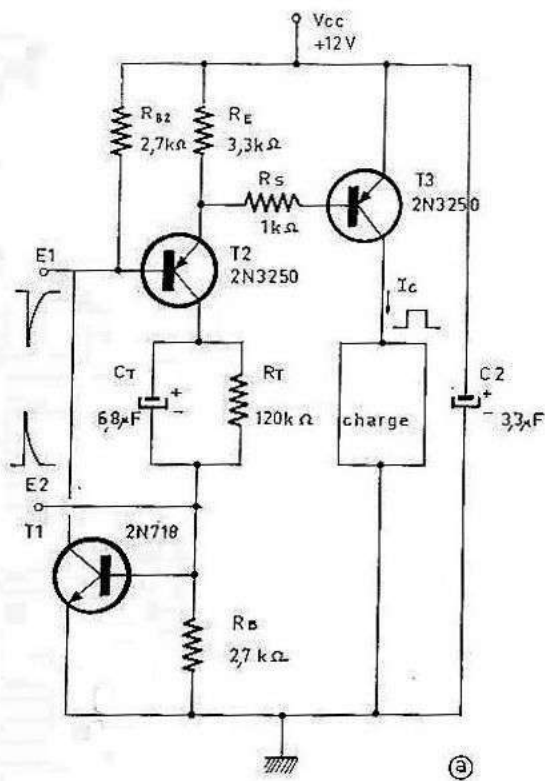


FIG. VI-28.



Durée du creneau	R1	R2	R3	R4	R5	C2	T1	T2
≠ 1ms	2,2 kΩ	2,2 kΩ	100 kΩ	100 kΩ	10 kΩ	10 nF	2N339	2N11-2
≠ 1 μs	820 Ω	5 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	12 kΩ	240 pF	2N1330	2N345

FIG. VI-29.

a pour effet de les rendre conducteurs mais pas de les saturer. Il y a donc une amplification d'autant plus importante que le condensateur C_T et la résistance R_3 , montés en série, constituent en fait une boucle de réaction positive. Cette réaction se maintiendra pendant tout le temps de charge de C_T . Ce condensateur une fois chargé, la boucle de réaction est ouverte et les transistors reviennent à leur état de blocage primitif. Le rôle de la résistance variable R_2 est de permettre un dosage du taux de réaction du montage et, de ce fait, du courant de charge de C_T ; par voie de conséquence, la variation de la résistance permet d'agir sur la durée de basculement du monostable.

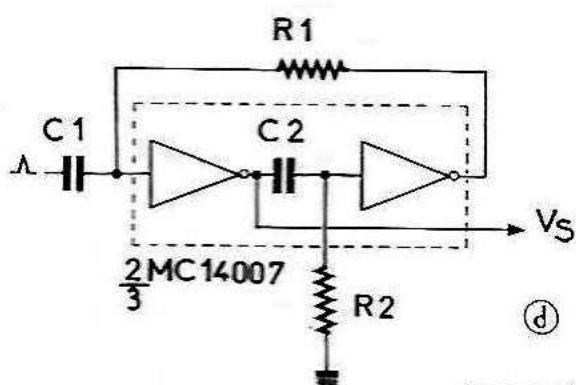
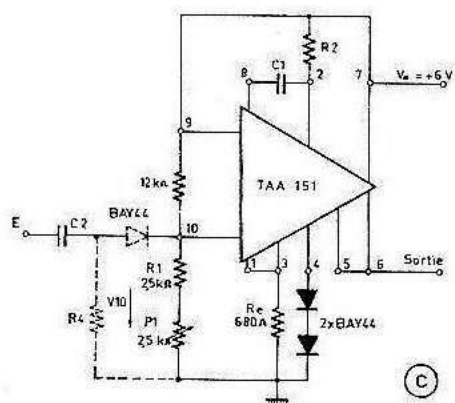
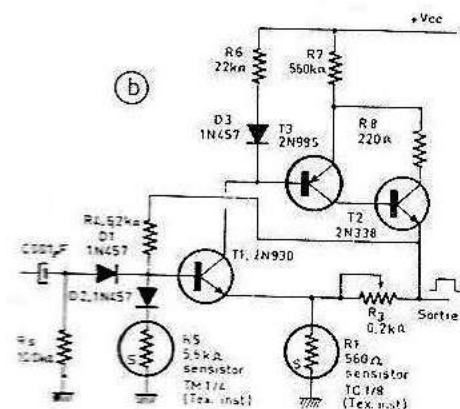
Ces trois montages ont en commun de ne consommer pratiquement rien (uniquement le courant de fuite des transistors) au repos, ce qui peut présenter un grand intérêt dans un équipement portable ou embarqué du fait de l'économie notable qu'il permet de réaliser sur l'encombrement et le poids de l'alimentation.

De nombreuses variantes pourraient encore être décrites, contentons nous d'en reproduire cinq à la figure VI-30.

En *a*, l'emploi d'un montage composite, dérivé du Darlington, avec un transistor à effet de champ procure des constantes de temps longues avec des condensateurs de valeur relativement faible ; ainsi pour la valeur maximale de la résistance R_G (10 M Ω) la durée de basculement est de 3 mn. Le déclenchement s'opère soit en appliquant une impulsion positive à l'entrée, soit simplement en mettant ce point à la masse un très court instant au moyen du bouton-poussoir S_1 .

Fondé sur le même principe que celui du monostable à transistors complémentaires de la figure VI-29 *b*, le montage *b* présente cette particularité de ne pas utiliser un circuit R.C. pour déterminer la constante de temps de basculement du montage, mais un « sensistor » — résistance au silicium à coefficient de température positif (*Texas Instruments*). Au repos, les trois transistors du montage sont à l'état bloqué. Une impulsion positive appliquée à l'entrée en déclenche la conduction. De ce fait, le sensistor R_1 est parcouru par un courant dont la valeur est fonction du gain de la boucle constituée par les deux étages d'amplification T_1 , T_2 et T_3 et la ligne de réaction positive obtenue en ramenant une fraction du courant de sortie du pseudo-Darlington (T_2 - T_3) sur la base de T_1 , à travers la résistance R_4 . Cette résistance s'échauffe donc et voit sa valeur s'accroître, ce qui a pour effet de faire monter le potentiel d'émetteur de T_1 et, par conséquent, de diminuer le gain de la boucle. Lorsque ce gain est insuffisant pour entretenir la réaction, le montage revient brusquement à son état initial (tous les transistors bloqués). Pour un sensistor donné, le temps de basculement dépend du gain de la boucle, lui-même fonction des β des transistors et de la valeur de la résistance R_3 . Le sensistor R_5 , sur la valeur duquel le faible courant qui le traverse n'a pratiquement aucune influence, n'est sensible qu'à la température ambiante ; il constitue un moyen simple de compensation de l'influence de cette température sur le sensistor R_1 . Grâce à lui, le temps de basculement du montage ne varie pas de plus de 5 % si la température ambiante varie entre 25 et 55 °C. Il est évident que ce montage est réservé à l'obtention de temporisation de longue durée (0,5 s à plusieurs minutes).

De nombreux montages sont possibles avec les circuits intégrés tant linéaires que numériques. Le schéma *c* donne un exemple d'emploi du C.I. linéaire TAA 151 (*Siemens*) tandis que le montage (*d*) met en œuvre deux inverseurs en technologie



$$\tau = 0,69(R_1 C_1 + R_2 C_2)$$

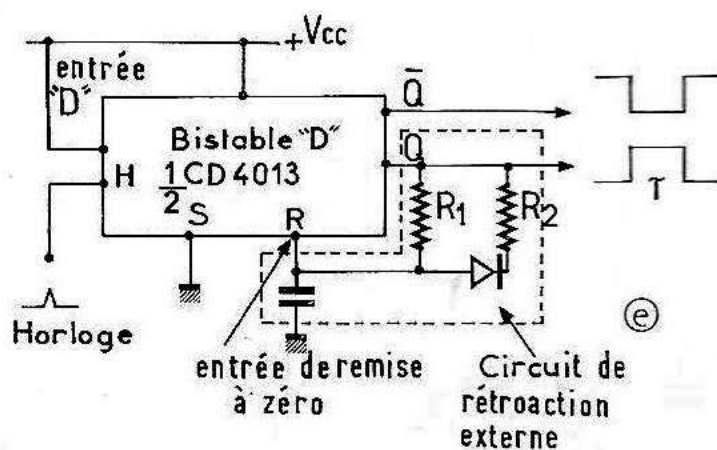


FIG. VI-30.

C.M.O.S. La très haute impédance d'entrée des bistables en technologie C.M.O.S. autorise leur utilisation en monostable par simple **rétroaction externe**, au moyen d'un circuit R.C. selon le schéma (e) sur la même figure.

Par ailleurs il y a lieu de signaler que pratiquement toutes les séries de circuits intégrés numériques comportent plusieurs éléments monostables simples ou doubles ainsi que des versions « redéclenchables ». Alors qu'un monostable classique reste insensible aux impulsions de commande pendant toute la durée de son basculement, ce type de monostable (d'un schéma assez complexe) peut être redéclenché par des impulsions lui parvenant pendant ce basculement et en prolongeant la durée d'une nouvelle fois sa constante de temps. Le circuit intégré CD 4047 (R.C.A.) est un exemple typique de ce type de monostable.

UTILISATIONS DES MONOSTABLES

Les principales utilisations des monostables sont la production de retards (on les emploie fréquemment comme temporisateurs) ou bien encore comme référence de temps.

Le multivibrateur astable

Le multivibrateur à transistors qui va nous occuper ici ne diffère pas dans son principe du montage à tubes à vide mis au point en 1918 par Abraham et Bloch.

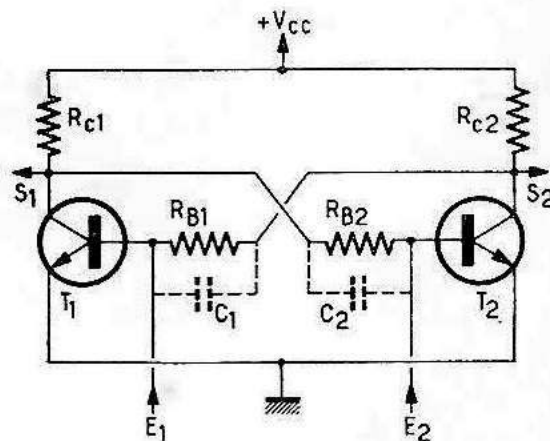


FIG. VI-31.

SCHÉMA DE PRINCIPE ET DESCRIPTION DU FONCTIONNEMENT

Le schéma de principe, reproduit à la figure VI-31, comporte essentiellement deux étages d'amplification à résistance et couplage par condensateurs rétro-couplés. De même que pour le bistable, il n'y a pratiquement aucune chance pour qu'à la mise sous tension les deux transistors se satureront simultanément. Donc un des deux, disons le transistor T_1 , va se saturer le premier, d'où naissance sur son collecteur d'un front négatif transmis par le condensateur de liaison C_2

à la base du transistor T_2 , ce qui en provoque le blocage. Mais C_2 se chargeant avec une constante de temps $R_{C1} \cdot C_2$, le potentiel de la base de T_2 remonte progressivement jusqu'à une valeur suffisante pour que ce transistor conduise ; il naît, sur son collecteur, un front de tension négative qui, transmis à travers C_1 à la base de T_1 , en provoque le blocage. C_1 se charge alors avec la constante de temps $C_1 \cdot R_{C2}$ jusqu'à ce que T_2 se remette à conduire ce qui provoque un nouveau blocage de T_1 . Le cycle se reproduit aussi longtemps que les conditions extérieures (arrêt de l'alimentation ou mise à la masse, par exemple, d'une des bases) n'en provoquent l'arrêt. Si les constantes de temps $R_{C1} \cdot C_2$ et $R_{C2} \cdot C_1$ sont d'égales valeurs, le signal de sortie est symétrique : les périodes positives et négatives sont d'égale durée sur les deux collecteurs. Mais tant que l'on maintient le circuit dans les conditions nécessaires à l'oscillation, c'est-à-dire tant que les résistances R_{C1} et R_{C2} permettent le passage d'un courant suffisant pour provoquer la pleine conduction des deux transistors, il est permis de donner des valeurs très différentes aux constantes de temps des circuits de couplage $R_{C1} \cdot C_2$ et $R_{C2} \cdot C_1$. Pour que le montage oscille, il faut que le courant de saturation de collecteur $I_C \simeq V_{CC}/R_C$ puisse être atteint. Pour cela, I_B doit être au moins égal à I_C/β , ce qui implique que $R_B = \beta R_C$ (où R_B est la résistance de base, en l'occurrence R_{B1} ou R_{B2}).

Il est aisé de calculer la période de chacune des alternances du signal de sortie : elle est de $0,69 R_{C1} \cdot C_2$ pour la période de blocage de T_2 ; pour la période de blocage de T_1 , elle est donnée par $0,69 R_{C2} \cdot C_1$. Dans le cas où les deux constantes de temps sont égales, la période totale du signal (blocage de T_2 + blocage de T_1) est égale à $1,38 R \cdot C$ et la fréquence $F \simeq 1/1,38 R \cdot C$. Dans le cas général, c'est-à-dire lorsque les deux constantes de temps ne sont pas égales, la période totale du signal est donnée par la relation :

$$T \simeq 0,69 (R_{C1} \cdot C_2 + R_{C2} \cdot C_1)$$

et la fréquence :

$$F = \frac{1}{0,69 (R_{C1} \cdot C_2 + R_{C2} \cdot C_1)}$$

Il est à noter que ces relations ne sont rigoureuses que dans le cas idéal où le basculement des transistors de la pleine conduction à leur blocage complet se fait en un temps infiniment court. En pratique, sauf pour les multivibrateurs fonctionnant à des fréquences supérieures à 100 kHz, ces relations donnent une approximation suffisante. Pour les montages devant fonctionner à fréquence élevée (au-dessus de 100 kHz), il faut ajouter, aux durées des périodes, les temps de commutation des transistors (t_d). La fréquence est alors donnée par la relation :

$$F = \frac{1}{0,69 (R_{C1} \cdot C_2 + R_{C2} \cdot C_1) + t_{d2} + t_{d1}}$$

en supposant que les transistors T_2 et T_1 aient des temps de retard t_{d2} et t_{d1} différents ce qui peut arriver dans les rares cas — non interdits par la théorie — où on utilise des transistors différents dans les deux étages du multivibrateur.

QUELQUES VARIANTES

Dans le calcul de la fréquence de fonctionnement d'un multivibrateur, il y a également lieu de considérer que le courant qui charge les condensateurs C_1 et C_2 n'est pas uniquement celui qui est fourni par la résistance R_{C1} ou R_{C2} , mais également le courant de fuite I_{CBO} de base de chaque transistor. Pour éviter cet inconvénient, il a été imaginé différents artifices dont la figure VI-32 donne les exemples les plus courants.

Dans le montage (a), au lieu d'alimenter les résistances de base R_{B1} et R_{B2} , à partir de la tension $+V_{CC}$, on les connecte à la masse, les émetteurs étant alimentés à partir d'une source négative séparée. Si l'on introduit une résistance commune au retour des émetteurs, la réaction produite par le couplage des émetteurs peut être suffisante pour rendre inutile le second condensateur de couplage (fig. VI-32 b). Ce montage est particulièrement intéressant pour la production d'impulsions brèves car le rapport des périodes de blocage (τ_1/τ_2) des deux transistors est égal au rapport (R_C/R_B) des résistances de base et de collecteur des transistors. Ainsi, en utilisant des transistors à très grand gain ($\beta \geq 200$), il est possible d'obtenir, sur le collecteur, des impulsions — positives ou négatives selon le collecteur choisi — de rapport cyclique très élevé et, sur la base du transistor qui reçoit le couplage capacitif, des signaux en dents de scie à très faible temps de retour.

Le montage (c), dont les courants d'émetteur sont définis au moyen de résistances séparées, alors que le couplage en alternatif est maintenu grâce à un condensateur de forte valeur reliant les deux émetteurs, présente de nombreux avantages :

- Faible « jitter » (variation instantanée de la fréquence en l'absence de synchronisation) ;

- Bien meilleure tenue en température, par rapport au montage à résistance commune d'émetteur (fig. VI-32 a) qui risque parfois de cesser d'osciller si le courant de repos de l'un des transistors prend une valeur nettement plus élevée que celui de l'autre.

D'autre part, la présence des résistances de forte valeur en série avec les résistances de base (ces résistances étant partiellement court-circuitées au début de la charge du condensateur de liaison puis mises automatiquement en circuit lorsque la tension de blocage des diodes est atteinte) permet d'obtenir une oscillation sur des fréquences particulièrement basses — 1 Hz par exemple — sans qu'il soit nécessaire d'employer des condensateurs de liaison de valeurs élevées.

Le signal fourni par un multivibrateur classique est généralement entaché d'un défaut assez désagréable lorsqu'on utilise ce montage dans les systèmes de logique : le manque de raideur des fronts de montée. On élimine aisément cet inconvénient en séparant les fonctions de charge des condensateurs de liaison et de charge de collecteur. La résistance de collecteur est en fait constituée par deux résistances mises en parallèle au moyen de diodes qui sont « dans le bon sens » pour le courant de collecteur, mais dans le sens du blocage pour le courant de charge des condensateurs. On aboutit ainsi à une amélioration notable ; avec le montage de la figure VI-32 d et des valeurs judicieuses de composants, le temps de montée du front positif n'est que de 200 ns, valeur admissible dans bien des cas.

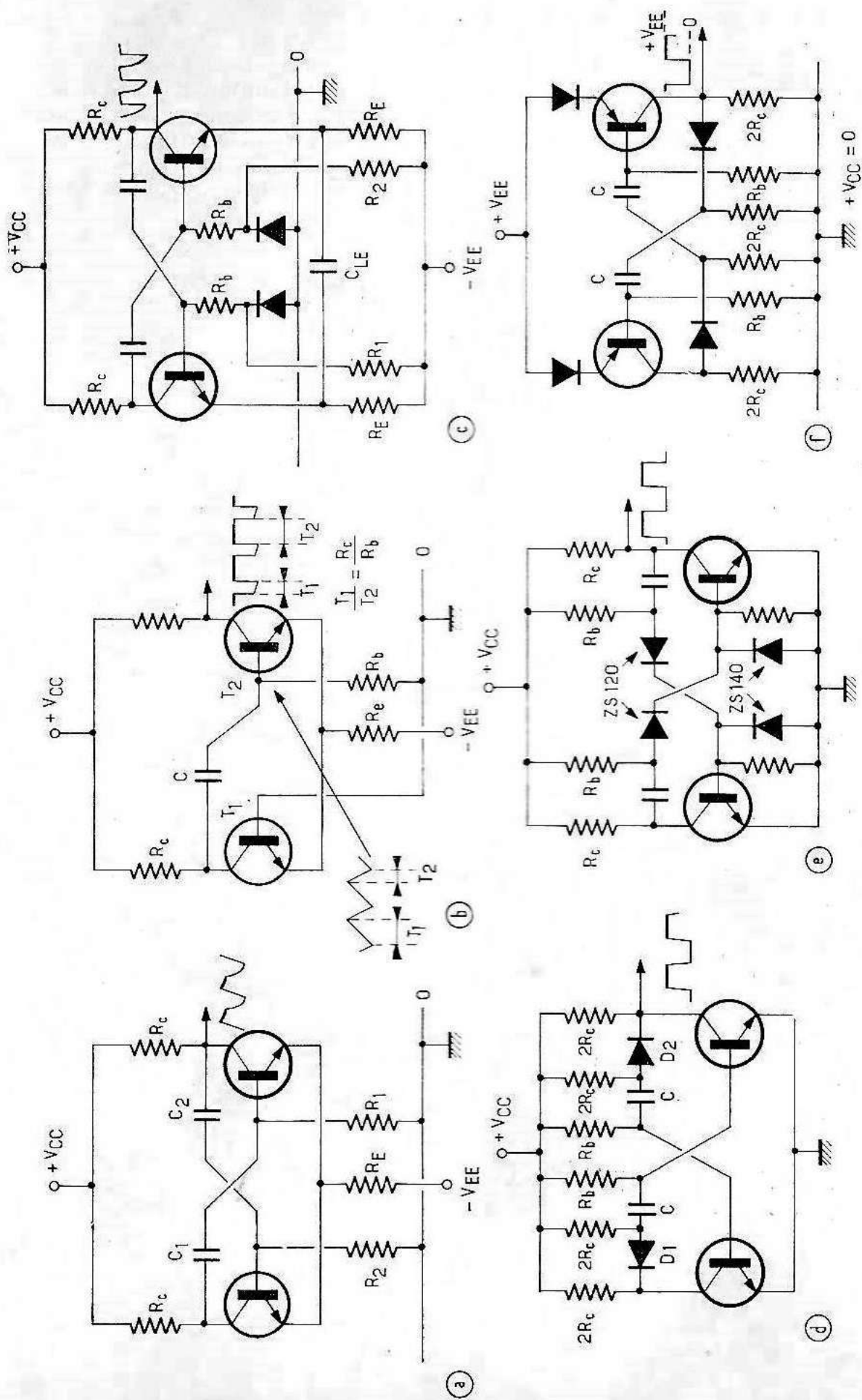


FIG. VI-32.

Lors de l'emploi de transistors du type planar, on est limité en tension d'alimentation par la tension de claquage base-émetteur qui, dans ce type de transistors, est de l'ordre de 5 à 7 V. Si l'on emploie des tensions d'alimentation supérieures à cette tension de claquage $V_{BE\max}$, on risque, lors de la conduction du transistor bloqué, d'appliquer, à la base du transistor conducteur, une pointe négative notablement plus élevée que $V_{BE\max}$. Cet inconvénient est éliminé en écrêtant les impulsions négatives appliquées aux bases au moyen de diodes selon le montage de la figure VI-32 e.

Avec les montages décrits précédemment, la tension de sortie ne tombe jamais à zéro, puisque la valeur minimale prise par la tension de sortie est égale au $V_{CE\text{ sat}}$ des transistors, soit environ 0,15 à 0,5 V. Cela constitue un inconvénient qu'il est facile d'éliminer avec le montage de la figure VI-32 f. On obtient une tension de sortie variant entre $(V_{CC} - V_{CE\text{ sat}})$ et zéro en utilisant des transistors pnp en alimentation inversée.

SYNCHRONISATION ET INHIBITION

Le multivibrateur présente l'intéressante caractéristique de pouvoir être synchronisé par un signal extérieur de fréquence voisine à celle propre au montage, soit en précipitant le blocage de l'un des transistors par l'application sur sa base d'une très brève impulsion négative (positive dans le cas de montages équipés de transistors du type pnp) ou, par ailleurs, en provoquant la conduction prématurée du transistor bloqué au moyen d'une impulsion positive (négative pour les transistors pnp).

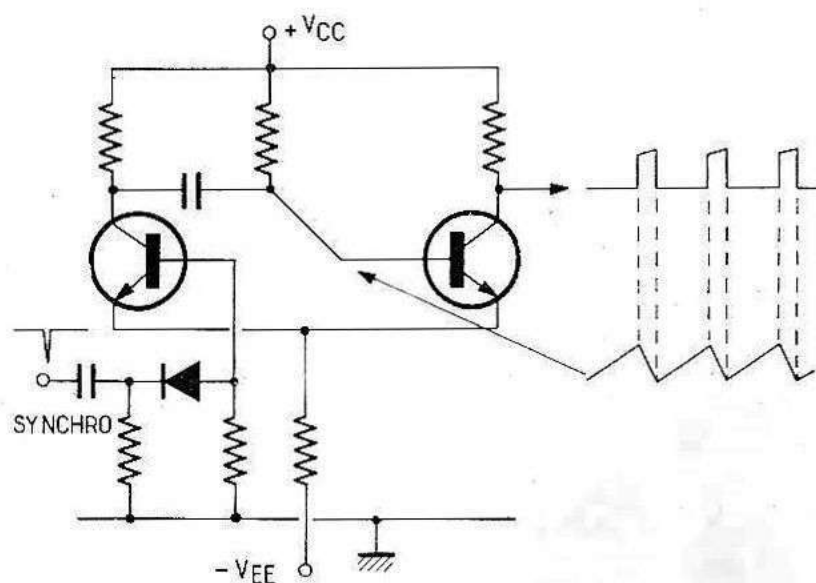


FIG. VI-33.

Dans les multivibrateurs à couplage cathodique, il est possible de séparer les fonctions de synchronisation et d'oscillation puisque l'une des bases est libre ; on ne la relie pas directement à la masse, mais à travers une résistance de quelques kilohms, aux bornes de laquelle sont appliquées les impulsions de blocage par l'intermédiaire d'une diode (fig. VI-33).

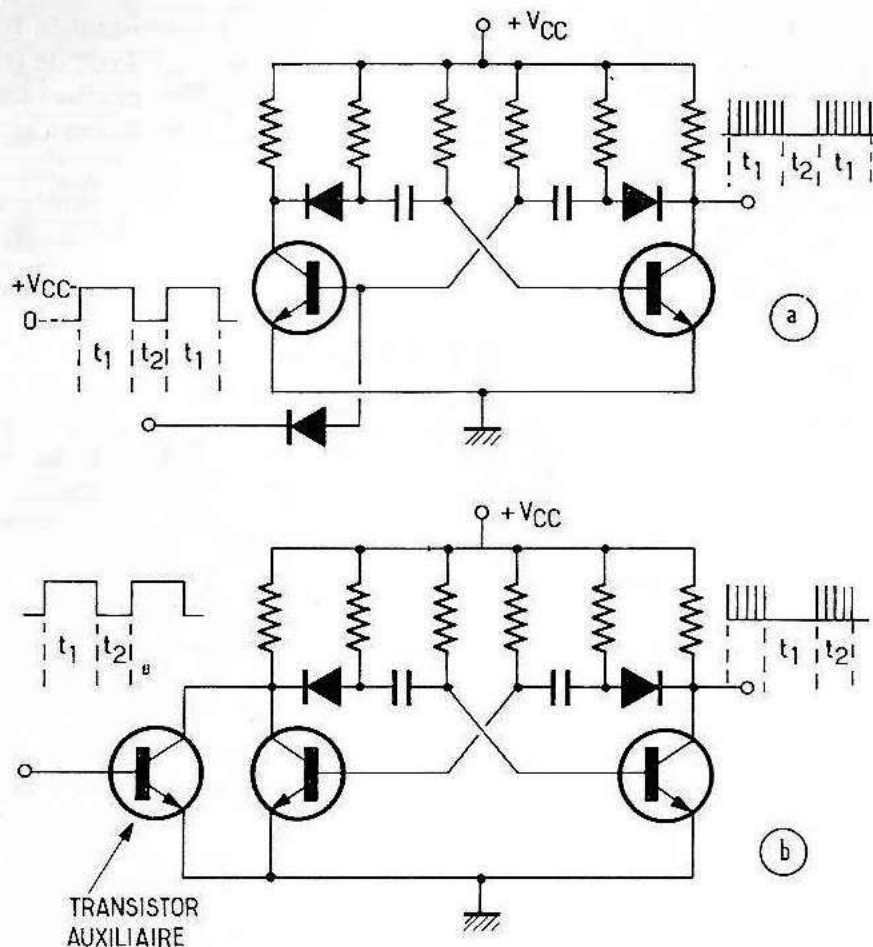


FIG. VI-34.

Il est parfois intéressant de pouvoir disposer de trains d'impulsions d'une durée donnée. Cela peut être facilement obtenu soit en appliquant un créneau positif sur l'une des bases (fig. VI-34 a), soit encore, afin de séparer les fonctions, en montant un transistor auxiliaire en parallèle avec l'un des transistors du multivibrateur (fig. VI-34 b). Ce transistor auxiliaire reçoit sur sa base un créneau positif de saturation. De ce fait, la tension de collecteur du transistor du multivibrateur placé en parallèle avec celui de commande est, pendant toute la durée du créneau, maintenue à la tension $V_{CE\text{ sat}}$, ce qui interdit toute oscillation au multivibrateur pendant cette période. Ce type de multivibrateur est appelé par les américains « gated multivibrator ».

AUTRES TYPES DE MULTIVIBRATEURS

Le multivibrateur est certainement l'un des montages électroniques dont il existe le plus grand nombre de variétés : hybrides à transistors unijonction, à thyristors, à transistors complémentaires, à circuits intégrés logiques ou analogiques, etc. Nous allons en décrire succinctement quelques-unes.

L'association d'un bistable et d'un relaxateur à transistors unijonction permet de réaliser un montage ayant les propriétés d'un multivibrateur. Le montage sim-

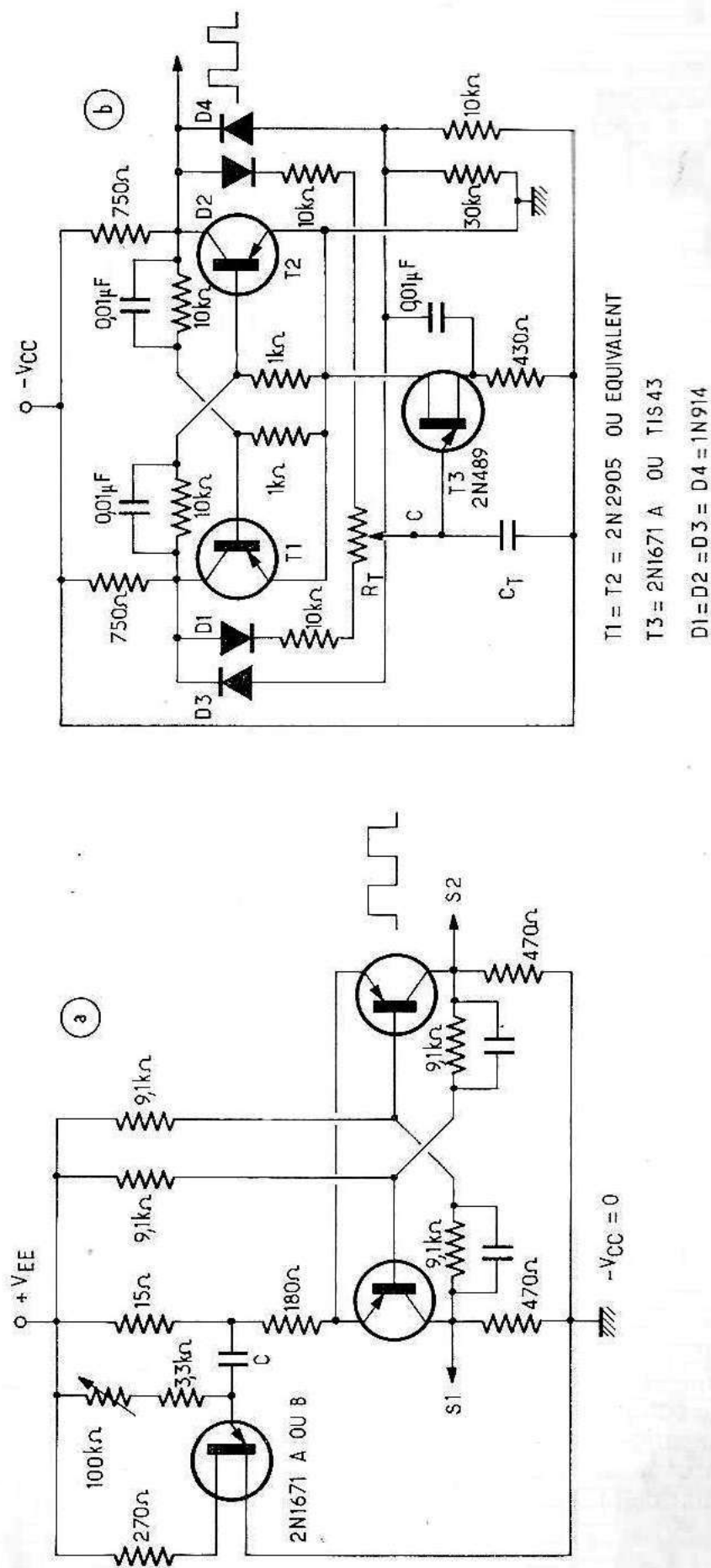


Fig. VI-35.

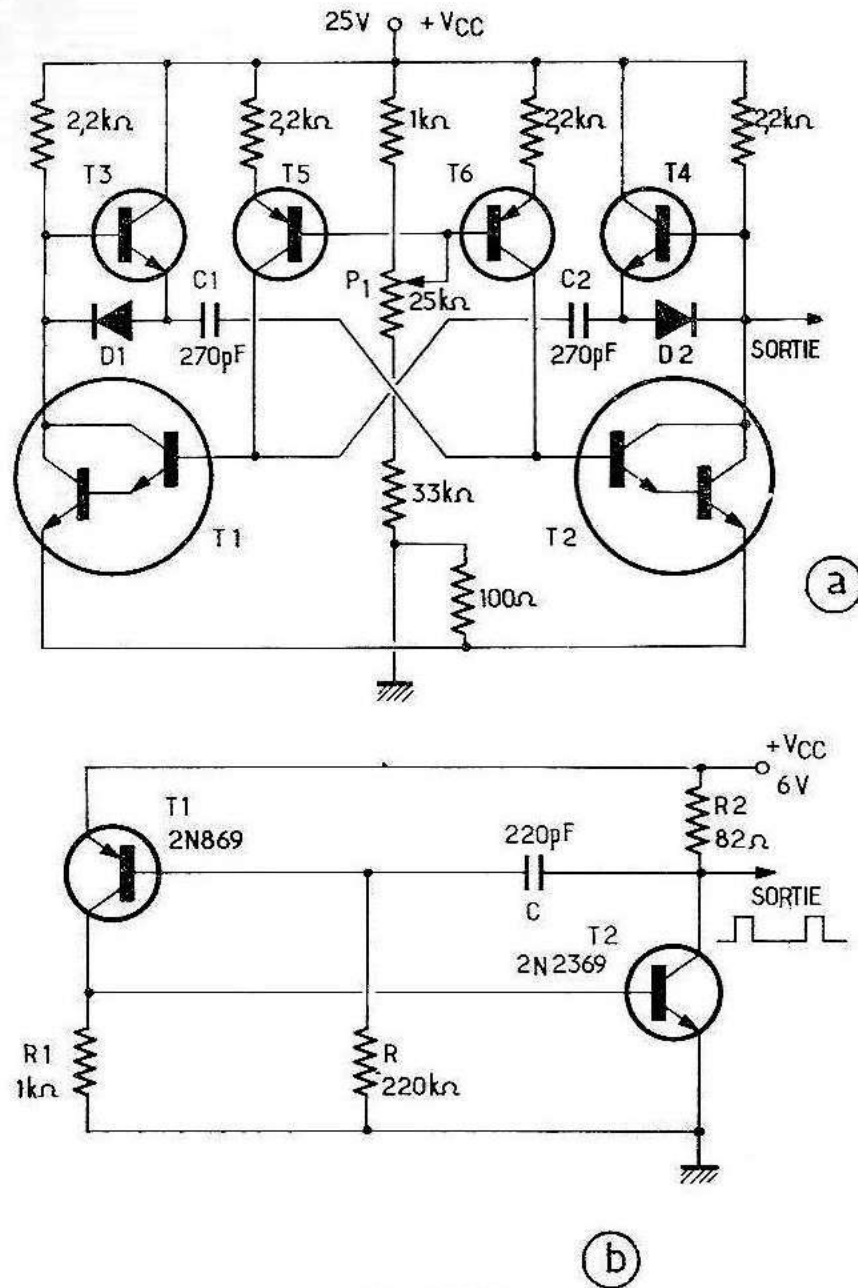


FIG. VI-36.

ple de la figure VI-35 *a* fournit des créneaux presque parfaitement symétriques. On peut encore les améliorer en appariant tous les composants du bistable (résistances, condensateurs et transistors). Par contre, celui de la figure VI-35 *b* permet un ajustage du rapport cyclique dans une très vaste gamme de valeurs (1 : 300 à 300 : 1), puisque les constantes de temps de charge du circuit relaxateur à U.J.T. peuvent être ajustées au moyen du potentiomètre R_T . Suivant le transistor du bistable dont le collecteur est à la tension $-V_{CC}$, c'est l'une ou l'autre des deux portions du potentiomètre qui sert de résistance de charge au condensateur C_T , l'autre portion étant alors isolée au moyen de la diode correspondante qui se trouve dans l'état de blocage.

Le montage de la figure VI-36 *a* est assez élaboré : les transistors principaux sont remplacés par des montages Darlington ce qui autorise l'emploi de très faibles courants de charge pour les condensateurs C_1 et C_2 . Ce courant de charge est fourni par des transistors pnp (T_5 et T_6) fonctionnant à courant constant (ce courant ajusté en agissant sur leur tension de base au moyen du potentiomètre P_1).

La décharge des condensateurs C_1 et C_2 est accélérée par l'emploi des transistors T_3 et T_4 . Avec les valeurs du schéma, il est possible, par la manœuvre du potentiomètre P_1 , de faire varier la fréquence du signal de sortie entre 50 Hz et 1 000 Hz.

Le multivibrateur à transistors complémentaires de la figure VI-36 *b* a deux caractéristiques principales : faible consommation et rapport cyclique élevé. A la mise sous tension, le condensateur C se charge à travers les résistances R et R_2 placées en série. Lorsque la tension sur la base du transistor T_1 est suffisante, ce transistor commence à conduire et entraîne la conduction de T_2 dont le potentiel de collecteur tombe de $+V_{CC}$ à une valeur voisine de 0, ce qui provoque la décharge de C à travers R . Les deux transistors reviennent donc à l'état bloqué et le seul courant demandé à l'alimentation est celui de charge de C jusqu'à ce que T_1 et T_2 redeviennent conducteurs ; le cycle se reproduit ainsi sans discontinuer. Les périodes de conduction des transistors étant, avec les valeurs du schéma, d'une durée à peu près égale au centième de la durée totale de la période, le courant moyen consommé est très faible ce qui n'empêche pas le montage de fournir des impulsions très brèves ($0,4 \mu s$) sous basse impédance.

Naturellement, il est possible de réaliser des multivibrateurs en couplant des portes logiques inverseuses à travers des condensateurs. Nous en donnons deux exemples à la figure VI-37, l'un (*a*) met en œuvre des portes D.T.L. et l'autre (*b*) des portes T.T.L.

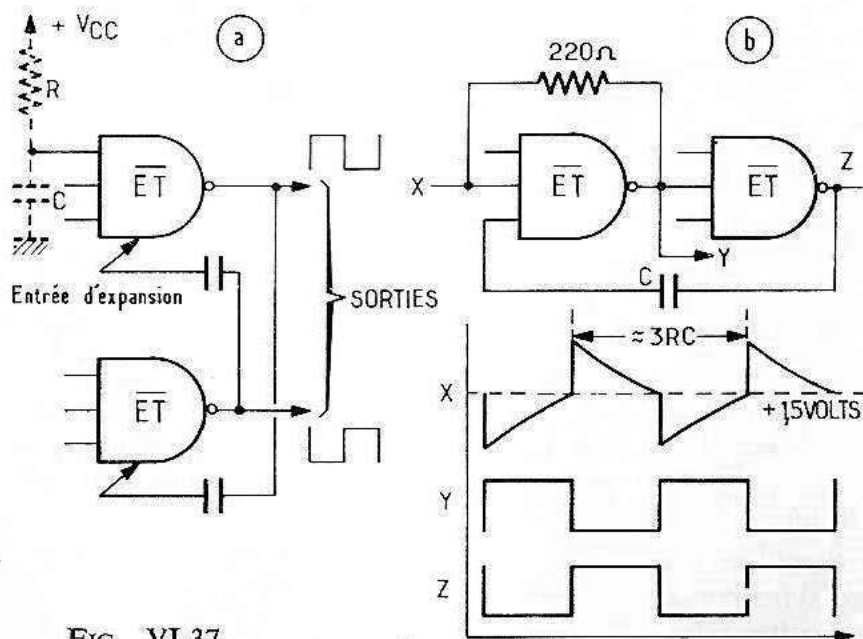


FIG. VI-37.

Nous avons vu au chapitre des oscillateurs à quartz qu'un multivibrateur peut également être synchronisé par quartz en remplaçant l'un ou les deux condensateurs de liaison par des quartz.

Au chapitre consacré aux oscillateurs à diapasons nous avons également vu qu'il est possible de réaliser des multivibrateurs à couplage inductif. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce sujet en traitant des convertisseurs qui peuvent aussi bien être considérés comme des multivibrateurs à couplage inductif que comme des oscillateurs bloqués symétriques.

COMMANDE ÉLECTRONIQUE DE FRÉQUENCE

Dans de nombreux usages, il est nécessaire d'asservir la fréquence d'un générateur de signaux au moyen d'une tension continue ou variable. Le multivibrateur se prête bien à ce genre d'utilisation. Les schémas possibles sont nombreux aussi nous bornerons-nous à n'en décrire qu'un seul à titre d'exemple, tous les autres montages étant plus ou moins dérivés du même principe (fig. VI-38). On remarque que dans ce schéma les résistances de base des transistors T_1 et T_2 du multivibrateur sont remplacées par des générateurs à courant constant constitués par des transistors T_3 et T_4 dont les bases sont maintenues à une tension fixe imposée par la diode de Zener D_4 . C'est en faisant varier la tension appliquée aux émetteurs de ces transistors que l'on fait varier le courant de charge des condensateurs C_T et par conséquent la fréquence du signal délivré par le multivibrateur. Le rôle des diodes D_1 , D_2 et D_3 est d'écarter les dépassements (overshot) du signal de sortie qui est ainsi parfaitement carré. Notons qu'il serait également possible de fixer le potentiel des résistances de retour des émetteurs et d'agir sur la tension appliquée aux bases de T_3 et T_4 pour faire varier la fréquence du signal délivré par le circuit.

Le diagramme (b) sur la même figure reproduit la courbe de variation de la fréquence en fonction de la tension d'entrée.

APPLICATIONS

Les applications des multivibrateurs sont multiples :

— Comme générateur de signaux carrés, ils sont souvent utilisés pour commander des commutateurs électroniques. On choisit de préférence pour cet usage des schémas capables de fournir un signal parfaitement carré (montages à couplage par diodes des figures VI-32 d à VI-32 f ou encore multivibrateur hybride à transistor unijonction de la figure VI-35).

Dans les montages de logique, toutes les fois où un signal d'horloge à faible stabilité en fréquence est suffisant, on peut utiliser un multivibrateur. La possibilité qu'offre ce montage d'être commandé par un signal logique (gated multivibrator) le rend précieux pour la production de trains ou de rafales d'impulsions (voir le schéma de la figure VI-34).

— En combinant dans des portes de logique, les signaux issus de multivibrateurs se synchronisant les uns sur les autres, il est possible d'engendrer des signaux composites tels ceux par exemple d'une mire électronique pour télévision.



FIG. VI-38.

— Les multivibrateurs à couplage d'émetteur constituent de bons générateurs de dents de scie pour balayage de télévision (fig. VI-32 *b*). La dent de scie est recueillie sur la base du transistor T_2 .

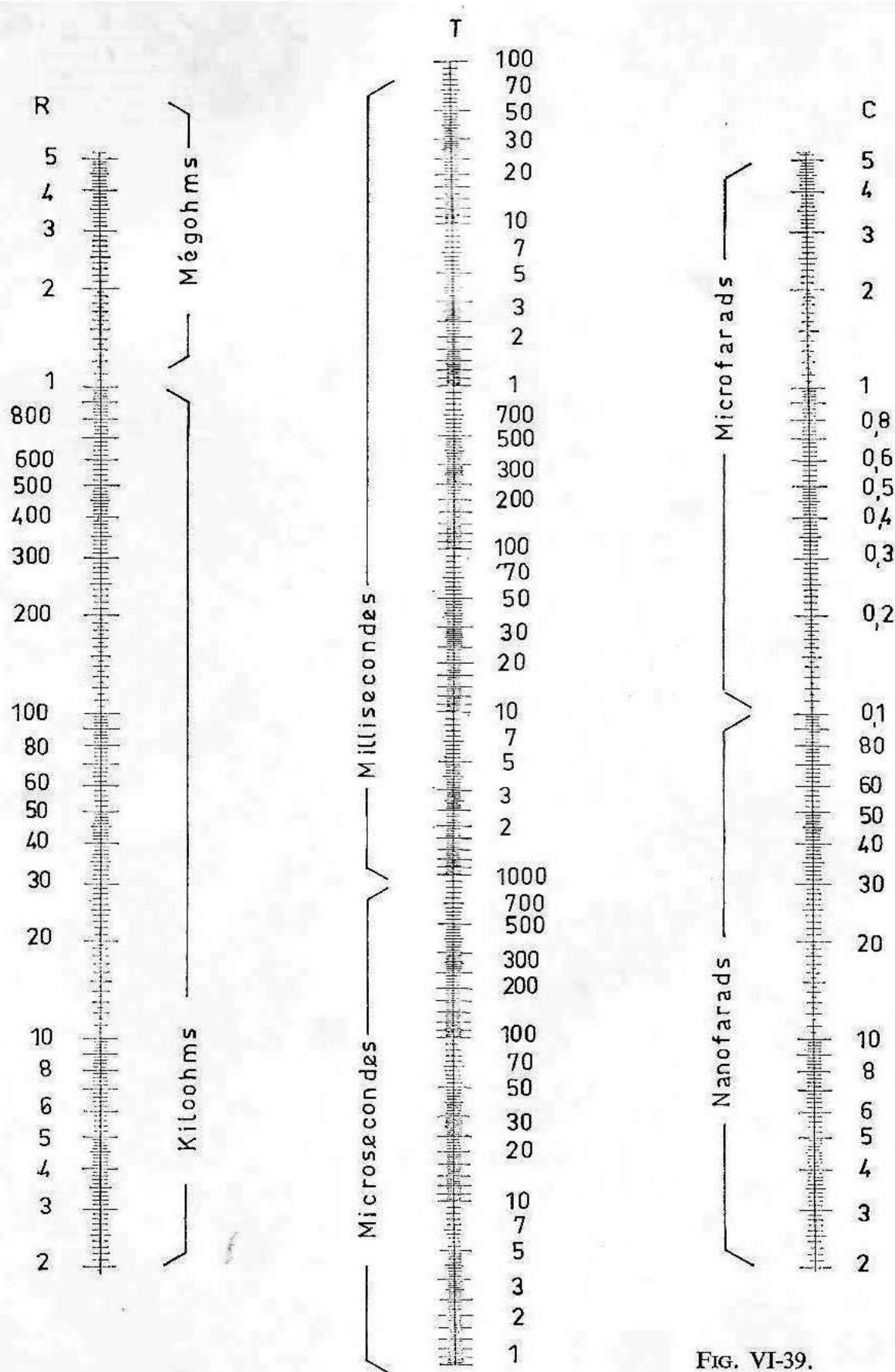


FIG. VI-39.

La propriété des multivibrateurs de se synchroniser aisément sur un signal extérieur est particulièrement précieuse pour la division de fréquence. Le principe de cette utilisation est d'une grande simplicité : le multivibrateur oscille naturellement (en l'absence de synchronisation) sur une fréquence aussi voisine que possible d'un sous-multiple de la fréquence d'entrée. Les impulsions de synchronisation l'obligent à se maintenir sur cette fréquence sous-multiple.

Clignoteurs, générateurs de signal sonore pour des alarmes, convertisseurs continu-continu sans transformateur par redressement au moyen de multiplieurs de tension, etc., telles sont encore quelques applications des multivibrateurs.

Abaque pour le calcul rapide des constantes de temps

Tant dans le calcul des univibrateurs que dans celui des multivibrateurs on retrouve, affectée ou non d'un coefficient, la constante de temps de charge ou de décharge d'un condensateur à travers une résistance. Afin de permettre de dégrossir rapidement les calculs, nous reproduisons à la figure VI-39 un abaque donnant la constante de temps $T = RC$.

ANNEXE

Oscillateurs en anneau à circuits de logique

Bien qu'il ne s'agisse pas à proprement parler de multivibrateurs, nous croyons utile d'introduire dans ce chapitre les oscillateurs en anneau à inverseurs logiques.

On sait qu'une porte logique introduit un certain retard t_D dans la transmission d'un signal numérique. Aussi en montant en anneau un nombre *impair* de portes logiques, le signal issu de la dernière porte se retrouvera presque en phase avec l'état logique de l'entrée du premier, à un léger retard près : celui égal à la somme $t_{D1} + t_{D2} + t_{D3}$ des portes logiques. Le montage oscillera donc à une fréquence assez élevée sensiblement égale à :

$$f = \frac{1}{t_{D1} + t_{D2} + t_{D3}} \quad (\text{fig. VI-40a})$$

On peut augmenter artificiellement le retard engendré par l'une ou plusieurs des portes logiques au moyen de circuits R.C. ou même parfois de simples condensateurs : les schémas *b* et *c* sur la même figure en fournissent deux exemples.

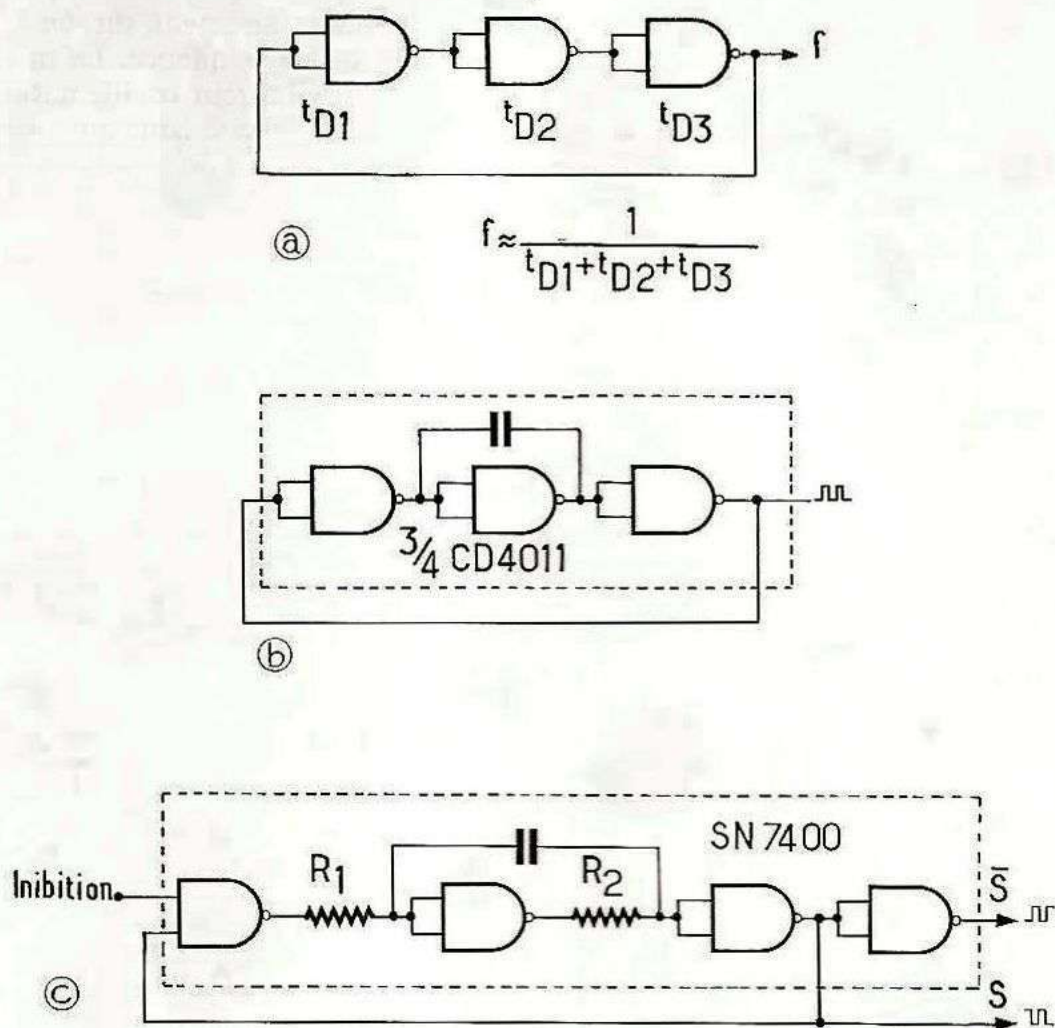


FIG. VI-40.

Emploi des circuits intégrés « timers »

Depuis quelques années, les constructeurs ont mis sur le marché des circuits intégrés dits « timers » au moyen desquels on peut à volonté réaliser des monostables ou des multivibrateurs astables. Le circuit 555 dont la figure VI-41 donne le synoptique de principe en est un exemple typique.

Le principe de fonctionnement en est le suivant :

— au temps t_0 la sortie Q du bistable est « Haute » et le transistor T_1 saturé. Le condensateur C_T est donc déchargé ;

— une impulsion négative appliquée à l'entrée du comparateur 2 provoque le basculement du bistable et, en conséquence, le blocage de T_2 et la charge de C_T à travers R_T ;

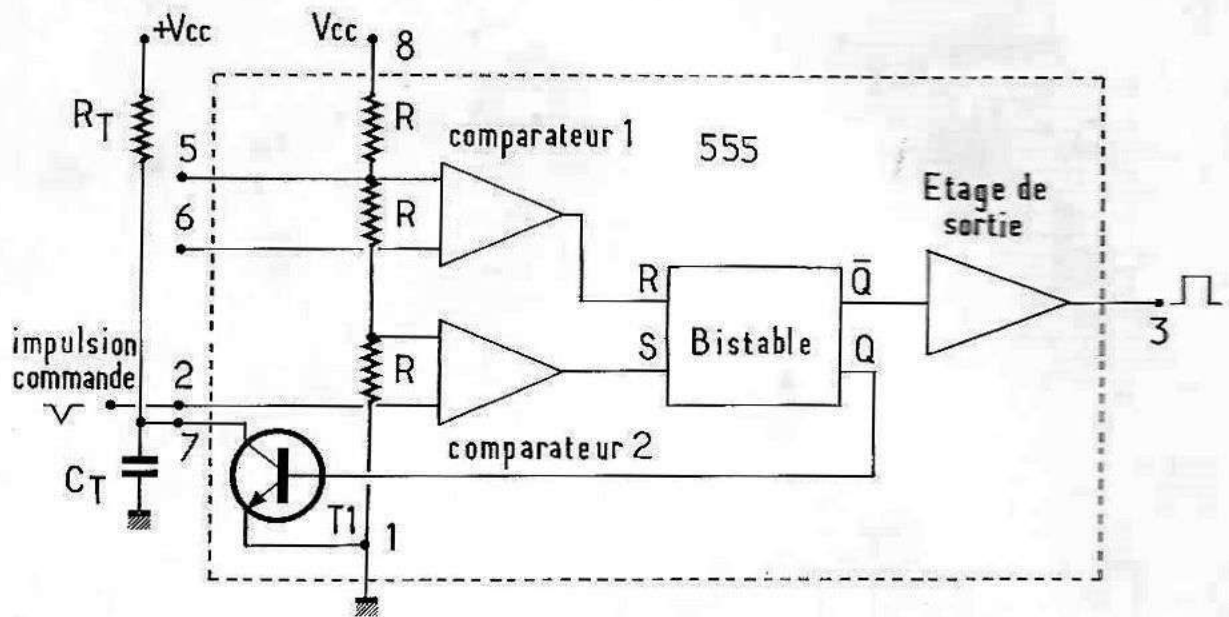


FIG. VI-41.

— la tension aux bornes de C_T s'élève selon une loi :

$$V_{CT} = V_{cc}(1 - e^{-t/RC})$$

Lorsqu'elle atteint la valeur $V_{ref} = 2/3 V_{cc}$ définie par le pont de résistances, le comparateur 1 bascule, provoquant le rebasculement du bistable dans l'état Q « haut ». Ce qui provoque le retour à la saturation de T_1 qui décharge C_T .

Le montage est donc revenu dans l'état primitif jusqu'à ce qu'une nouvelle impulsion de commande en provoque le basculement.

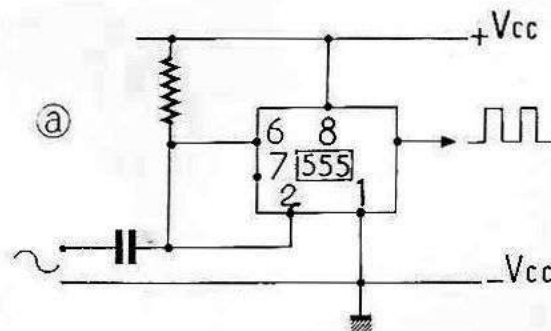


FIG. VI-42 a.

Le 555 peut également être monté en trigger. Il suffit pour cela de supprimer le condensateur C_T et de relier entre elles les entrées des deux comparateurs (bornes 6 et 2) et de leur appliquer le signal d'entrée (fig. VI-42a).

Si l'on charge le condensateur C_T à travers un diviseur résistif $R_{T1}-R_{T2}$ au point milieu duquel on réunit l'entrée du second comparateur, on obtiendra un

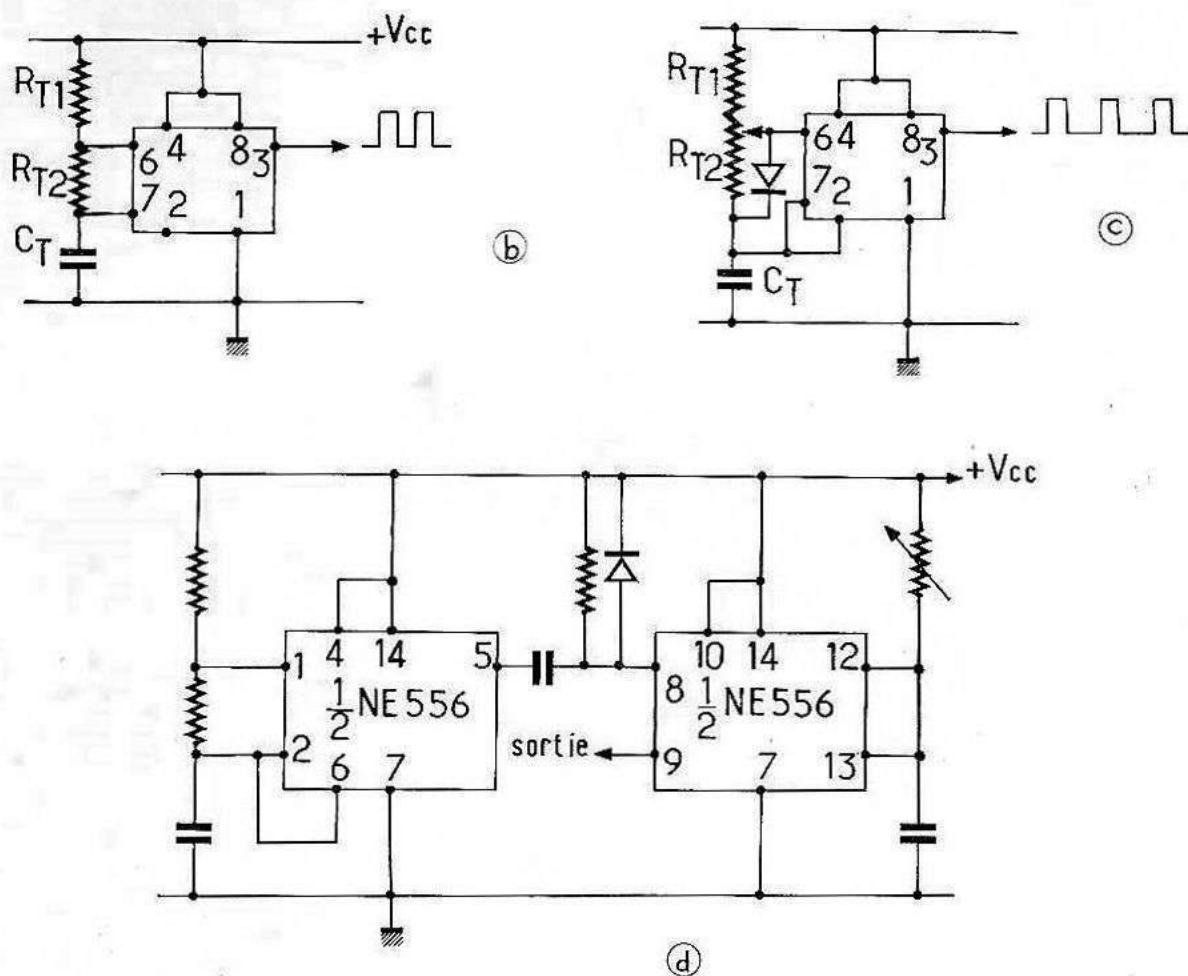


FIG. VI-42.

oscillateur du type multivibrateur (fig. VI-42b) dont il sera possible d'ajuster le rapport cyclique en remplaçant R_{T1} et R_{T2} par un potentiomètre dont la branche « basse » sera shuntée par une diode qui rendra indépendants les temps de charge et de décharge de C_T sans modifier notablement la fréquence d'oscillation du montage (fig. VI-42c).

Il est également possible d'obtenir un multivibrateur à rapport cyclique variable en commandant un monostable réalisé avec une moitié de 556 (lequel comporte deux circuits analogues au 555 sous un même boîtier) au moyen des signaux issus d'un multivibrateur réalisé autour de la seconde moitié du 556.

De nombreuses autres applications du 555 sont possibles, le manque de place ne nous permet pas de les évoquer ici.

GÉNÉRATEURS DE RAMPES, DE SIGNAUX EN MARCHES D'ESCALIERS ET DE TRIANGLES

Du circuit de balayage linéaire pour oscilloscope au convertisseur tension-durée utilisé dans certains voltmètres numériques en passant par les temporisateurs de précision, les montages générateurs de rampe trouvent de nombreuses applications dans tous les domaines de l'électronique. De même les signaux triangulaires. Le plus souvent symétriques, ils sont fréquemment utilisés : par exemple, pour l'essai d'un amplificateur qui est souvent plus significatif que le même essai effectué avec des signaux sinusoïdaux, les déphasages et les distorsions étant plus apparents à l'examen oscillographique. De plus il est aisé, comme nous le montrerons dans un prochain chapitre de convertir une onde triangulaire en sinusoïde ou en tout autre courbe représentative des fonctions mathématiques les plus diverses.

Pourquoi étudier ensemble les circuits capables d'engendrer ces deux types de signaux ? Parce qu'il est possible, la plupart du temps, de passer de l'un à l'autre moyennant une modification minime du schéma.

Un autre type de montage, qui retiendra notre attention au cours de cette étude, est celui mis en œuvre pour la production de rampes en marches d'escalier, signal qui trouve également de nombreuses applications : voltmètres numériques, générateurs de caractères pour dispositifs de visualisation alpha-numérique, traceurs de courbes pour semiconducteurs, etc.

Principes généraux des générateurs de rampes et triangles

Sur quel principe général repose le fonctionnement de tous ces montages ? Toujours le même : un condensateur chargé ou déchargé linéairement au moyen d'un générateur de courant constant.

La différence de conception entre ces trois types de générateur réside dans le mode de charge ou de décharge du condensateur dans la seconde partie de la courbe :

1. Dans les générateurs de rampe linéaire, la charge ou la décharge correspondant à la rampe s'effectue à courant constant et tension d'entrée V_E continue :

la trace de retour est obtenue par une charge ou une décharge brutale au moyen d'un dispositif fonctionnant comme un commutateur (fig. VII-1 a).

2. Dans les générateurs de rampes en marches d'escalier, la charge s'effectue par valeurs discrètes (la tension d'entrée V_E est rectangulaire) et c'est un montage interrupteur qui provoque la décharge (fig. VII-1 b).

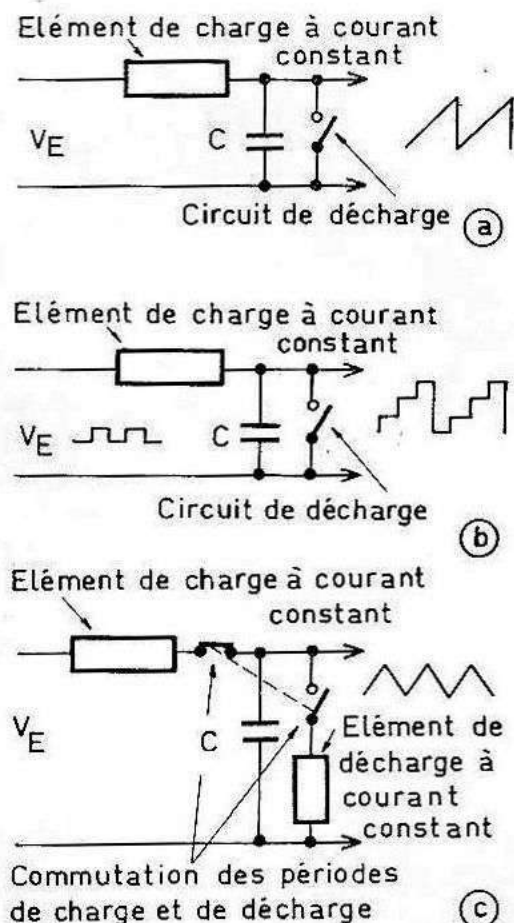


FIG. VII-1.

Les générateurs de signaux triangulaires mettent en œuvre des montages à courant constant aussi bien pour la charge que pour la décharge (fig. VII-1 c). Les courants de charge et de décharge peuvent être d'égale valeur (on produit une onde triangulaire symétrique) ou de valeurs différentes (signaux dissymétriques).

Voilà établi le plan de notre étude qui comportera deux grandes parties : les montages à courant constant pour la charge de la capacité d'intégration constitueront la première partie ; et la seconde sera consacrée aux dispositifs capables de provoquer la charge ou la décharge brusque du condensateur dans les générateurs de rampe (linéaire ou en marche d'escalier) ainsi que ceux capables de provoquer le passage de la phase de charge à celle de décharge. Le tout étant illustré par des exemples de circuits générateurs complets mettant en œuvre chacun des circuits élémentaires proposés.

Cela nous conduira parfois à anticiper sur ce qui devra être exposé un peu plus loin mais nous avons pensé que cette manière de procéder serait plus vivante que celle qui aurait consisté à décrire d'abord les sources à courant constant, puis les dispositifs de déclenchement puis en troisième lieu les exemples d'applications.

LES GÉNÉRATEURS DE COURANT CONSTANT

Charge par résistance de forte valeur

Lorsqu'un condensateur se charge ou se décharge à travers une résistance, la vitesse de variation de la tension aux bornes de ce condensateur est donnée par l'expression :

$$dv/dt = i/C$$

dv/dt étant exprimé en volts par seconde, i en ampères et C en farads.

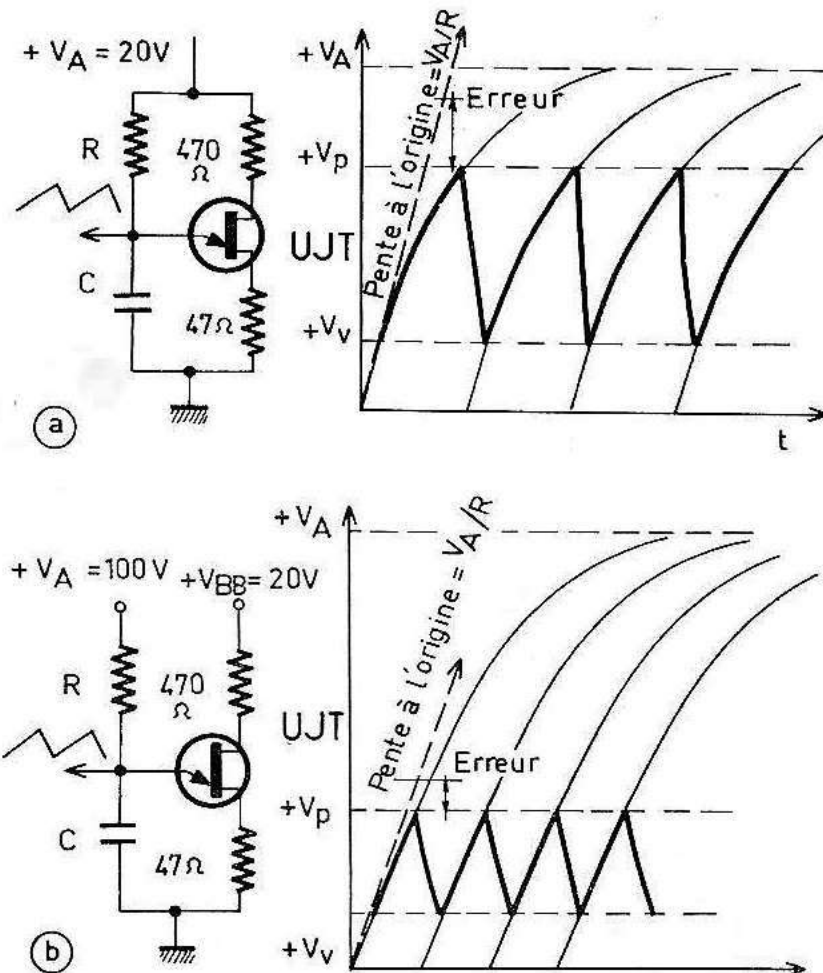


FIG. VII-2.

La linéarité d'une rampe peut aisément être exprimée en fonction des courants en début et en fin de charge du condensateur ; c'est ce que nous allons montrer à présent.

Prenons par exemple le relaxateur à transistor unijonction (fig. VII-2) que nous étudierons en détail un peu plus loin. La tension d'alimentation V_A est de 20 V ; le rapport intrinsèque η du transistor unijonction est de 0,7 et sa tension de vallée V_V est de 2 V. Cela signifie que, mise à part la charge initiale au moment de la mise sous tension, la tension aux bornes du condensateur varie entre 2 V (tension de vallée) et 14 V (tension de pic V_P de l'UJT soit $20 \text{ V} \times 0,7$). Nous pouvons écrire :

Tension initiale aux bornes de la résistance de charge du condensateur :

$$V_A - V_V = 20 - 2 = 18 \text{ V.}$$

Tension aux bornes de la résistance au moment où l'UJT s'amorce :

$$V_A - V_P = 20 - 14 = 6 \text{ V.}$$

Le rapport des courants en fin et en début de charge est :

$$\frac{i_{\text{final}}}{i_{\text{initial}}} = \frac{(V_A - V_V)/R}{(V_A - V_P)/R}$$

soit en simplifiant par R :

$$\frac{i_{\text{final}}}{i_{\text{initial}}} = \frac{V_A - V_V}{V_A - V_P}$$

On peut également écrire :

$$\frac{i_{\text{final}}}{i_{\text{initial}}} = 1 - \frac{V_P - V_V}{V_A - V_V}$$

L'erreur sur le courant final $(V_P - V_V)/(V_A - V_V)$, exprimée en pour cent, détermine le taux de non-linéarité de la rampe fournie par le montage :

$$\frac{V_P - V_V}{V_A - V_V} = \frac{14 - 2}{20 - 2} = \frac{12}{18} = 66 \%$$

Si, au lieu d'alimenter la résistance de charge du condensateur par la même source que le transistor unijonction, nous avons utilisé une source auxiliaire V_A de 100 V, le taux de non-linéarité aurait été de :

$$\frac{14 - 2}{100 - 2} = \frac{12}{98} = 12,5 \% \text{ (fig. VII-2b).}$$

Il y a donc intérêt, lorsque la charge ou la décharge du condensateur d'un générateur de rampe (ou de signaux triangulaires) est effectuée à travers une simple résistance, à n'utiliser qu'une très faible partie de la courbe de charge, soit en partant d'une tension relativement élevée, soit en utilisant, comme dispositif de déclenchement de l'inversion charge-décharge, un élément ou un montage présentant deux seuils très rapprochés.

C'est ce qui se passe dans le multivibrateur à amplificateur opérationnel de la figure VII-3. Le diviseur au pied duquel est prise la tension de réaction ayant un rapport de 101, si la tension maximale de sortie de l'amplificateur opérationnel est de ± 10 V, l'amplitude de l'onde triangulaire recueillie aux bornes du condensateur sera de $\pm 0,99$ V ce qui nous conduit, en gros, à une linéarité de 1 %.

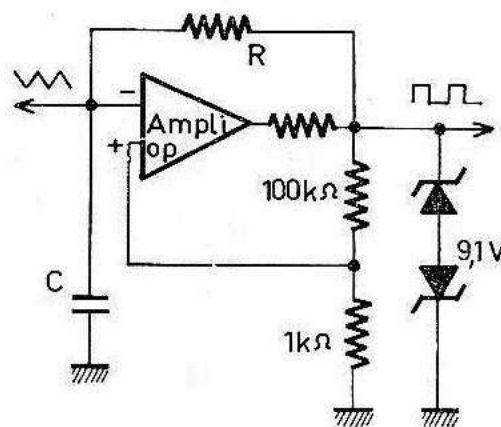


FIG. VII-3.

Pour tracer la forme réelle de l'onde, il suffit de se souvenir que la tension aux bornes d'un condensateur pendant sa période de charge est donnée par l'équation :

$$v = E(1 - e^{-t/\tau})$$

avec $\tau = CR$ et que l'équation du courant de charge est :

$$i = \frac{E}{R} e^{-t/\tau}$$

Ces deux courbes sont reproduites à la figure VII-4.

Notons en passant, bien que ce soit hors de notre propos actuel, qu'il est possible avec le montage de la figure VII-2 b d'engendrer des rampes logarithmiques, en prenant V_A , non plus très grande devant la tension de pic de l'UJT mais, au contraire, très peu supérieure à cette tension. Il y a lieu toutefois de se souvenir que, pour s'amorcer, l'UJT demande un certain courant (courant de pic) et que la résistance R doit être capable de fournir ce courant ; en d'autres termes, cette résistance ne peut pas avoir une valeur trop élevée.

Nous reviendrons un peu plus loin, beaucoup plus en détail sur les générateurs de rampes et de signaux triangulaires à transistors unijonction.

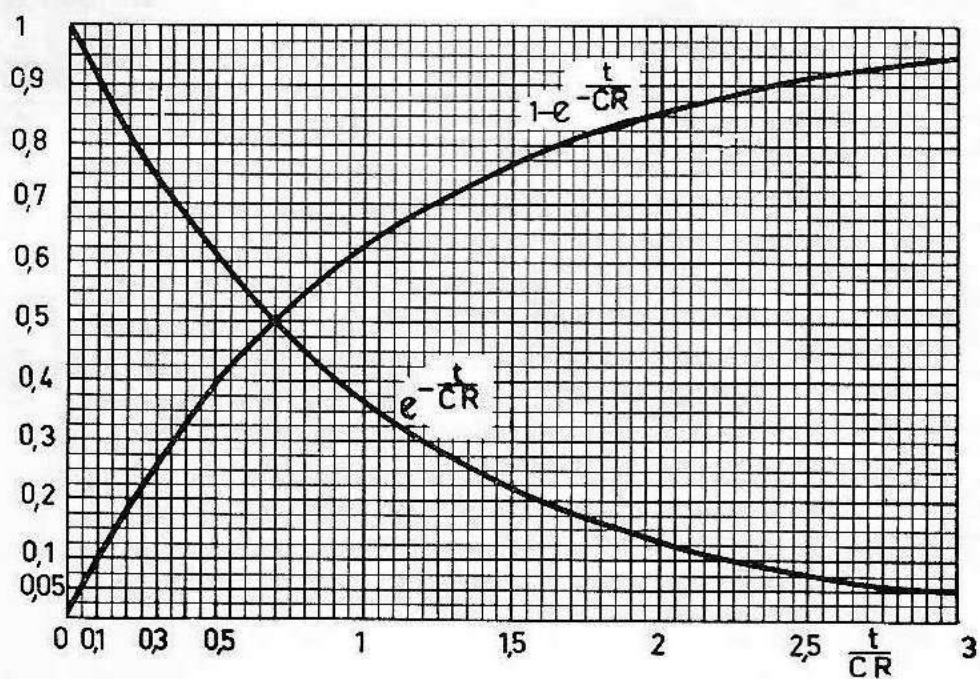


FIG. VII-4.

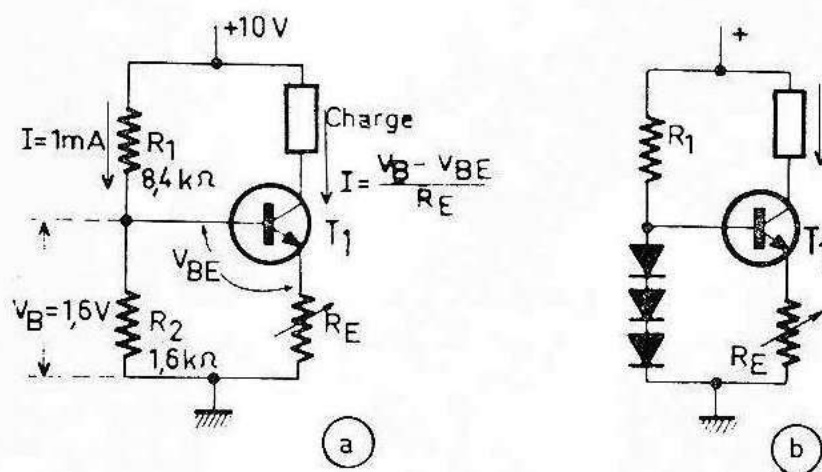


FIG. VII-5.

Sources à courant constant à transistors bipolaires

La caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ d'un transistor pour un courant de base donné est pratiquement plate dans une zone très importante de la courbe. Cette propriété est mise en application dans de nombreux montages pour obtenir un courant constant. Le plus simple est celui de la figure VII-5 a dans lequel la base est maintenue à une tension fixe V_B au moyen d'un réseau diviseur résistant $R_1 - R_2$. Une résistance variable R_E est placée dans le circuit d'émetteur ; sa valeur détermine celle du courant débité par la source. Faisons ensemble un petit calcul :

— Avec les valeurs du schéma, la tension de la base du transistor est de 1,6 V. Nous retrouvons cette tension, dont nous devons déduire la chute de tension directe aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor, soit $V_{BE} = 0,6$ V, aux bornes de la résistance d'émetteur ; c'est donc une tension de 1 V qui est présente aux bornes de R_E . Le courant débité par le transistor est inversement proportionnel à la valeur de R_E : si $R_E = 10$ k Ω , nous aurons $I = 0,1$ mA ; pour $R_E = 100$ k Ω , $I = 10$ μ A, etc.

Remarquons que ce calcul n'est pas tout à fait rigoureux car il faudrait tenir compte du courant dérivé vers la base du transistor dans l'établissement du pont diviseur $R_1 - R_2$. Cependant, ce courant peut, dans la majorité des cas, être considéré comme négligeable puisque l'impédance d'entrée d'un collecteur commun est approximativement égale à la résistance d'émetteur multipliée par le gain en courant h_{21E} du transistor. Dans le cas d'une résistance d'émetteur de 10 k Ω , avec un h_{21E} de 100, c'est une résistance d'environ 1 M Ω qui vient se mettre en parallèle sur R_2 .

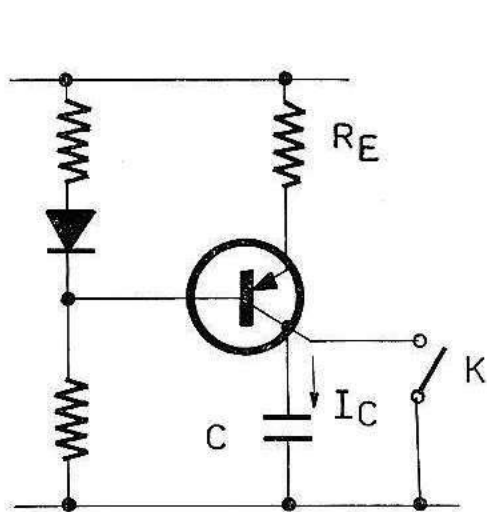


FIG. VII-6.

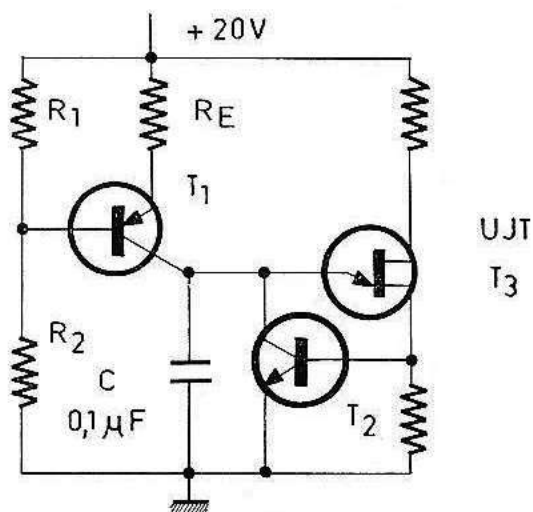


FIG. VII-7.

Comment utiliser ce montage pour la charge d'un condensateur ? Nous en trouvons un exemple à la figure VII-6 : le condensateur est simplement monté comme charge de collecteur du transistor ; un interrupteur K a été prévu pour assurer sa décharge en temps voulu. Et comment déterminer la constante de temps de charge du condensateur ?

La quantité d'électricité emmagasinée par un condensateur est égale à :

$$Q = i \cdot t = C \cdot V$$

d'où l'on tire :

$$t = C \cdot V / i,$$

V étant l'amplitude de la dent de scie désirée.

L'accroissement de la tension aux bornes d'un condensateur C chargé à courant constant est proportionnel au temps et à l'intensité de charge. Dans le montage de la figure VII-7, donnons au condensateur une valeur de $0,1 \mu\text{F}$ et au courant une valeur de $100 \mu\text{A}$. Si les autres données sont :

- Tension résiduelle aux bornes du condensateur = $0,5 \text{ V}$;
- Tension pour laquelle l'UJT s'amorce = 10 V .

Nous pouvons en déduire la durée de la rampe :

$$t(\text{s}) = 10^{-7} \text{ F } (10 - 0,5) \text{ V} / 10^{-4} \text{ A} = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad \text{ou} \quad 9,5 \text{ ms.}$$

Nous remarquons, dans le schéma de la figure VII-5 b, que la résistance R_2 de la figure VII-5 a est remplacée par des diodes montées en série. Cette disposition présente un certain avantage car la variation de la chute de tension directe aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor est en partie compensée par celle de même ordre de grandeur et de même signe des diodes. Dans certains montages, on n'utilise qu'une unique diode montée en série avec une résistance. Il est également possible de remplacer R_1 par une diode Zener ou encore par un montage plus ou moins sophistiqué de référence de tension.

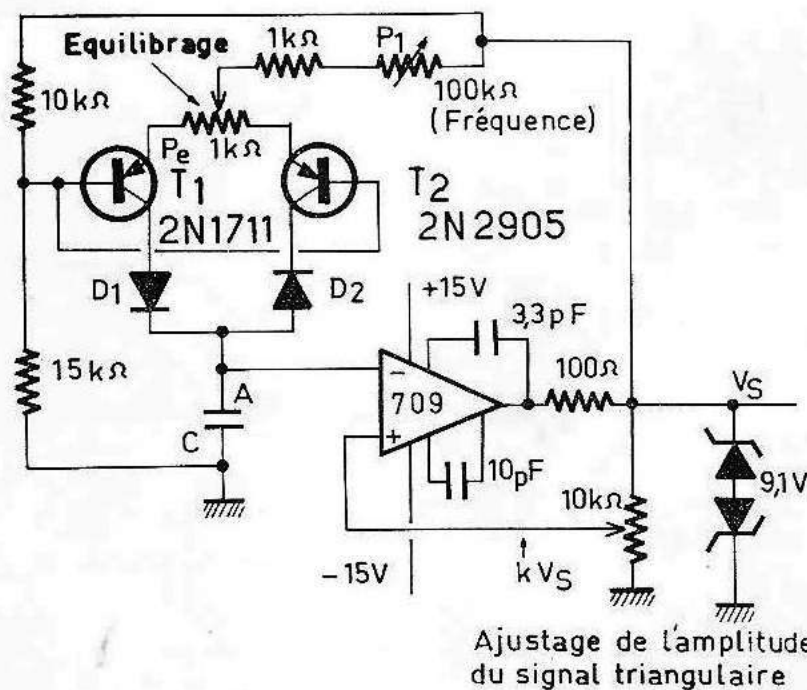
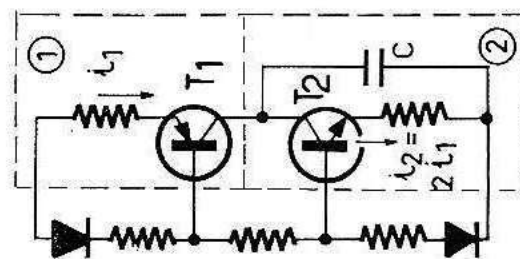


FIG. VII-8.

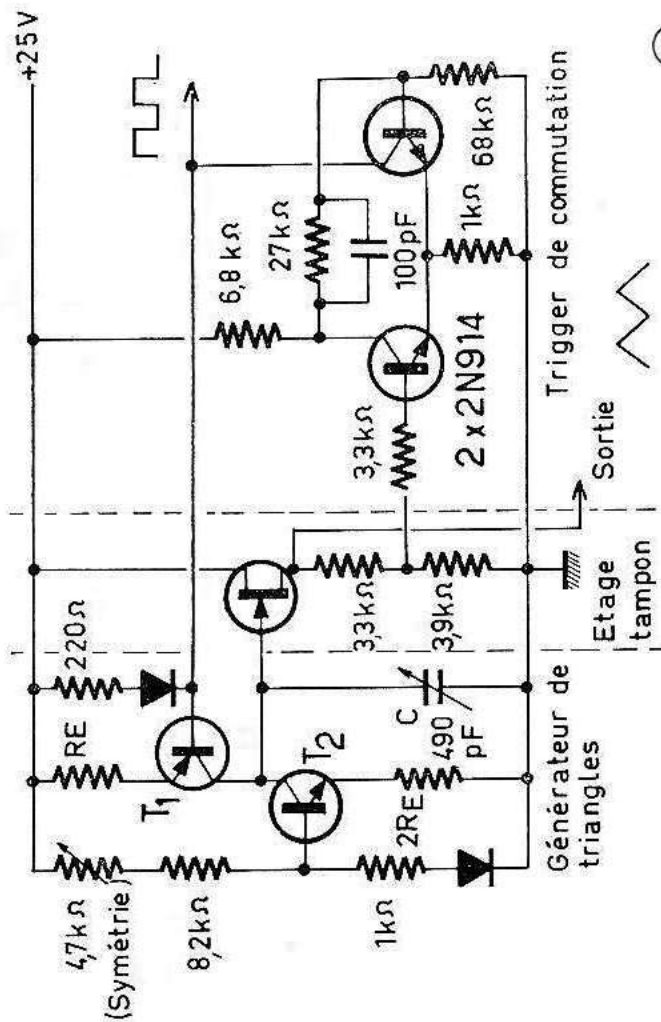
A titre d'exemple d'application, nous reproduisons, à la figure VII-8, le schéma d'un générateur de signaux triangulaires mettant en œuvre la charge et



1-Générateur de courant de charge

2-Générateur de courant de décharge

a



— Les valeurs de R_E et $2R_E$ dépendent de la fréquence recherchée de quelques kilohms à plusieurs centaines de kilohms

b

FIG. VII-9.

la décharge du condensateur C, au moyen de dispositifs à courants constants construits autour de transistors complémentaires. Deux sources à courant constant sont utilisées, l'une délivrant un courant positif et l'autre fournissant un courant négatif, chargeant alternativement le condensateur en positif et en négatif. Décortiquons ce schéma :

Nous supposons qu'au début la tension de sortie du 709 monté en trigger est positive. Le condensateur C se charge à travers la source à courant constant constituée par le transistor T_1 avec en série la diode D_1 . L'autre source est hors service puisque D_2 est dans le sens de non-conduction. Lorsque la tension au point A dépasse très légèrement (de quelques millivolts) la tension kV_s présente sur l'entrée non-inverseuse du 709, ce dernier bascule dans l'état : tension de sortie négative. C'est alors la seconde source de courant (transistor T_2 et diode D_2) qui entre en service, la première se voyant éliminée du fait que D_1 est maintenant dans le sens de non-conduction. Le condensateur commence alors à se décharger, puis à se recharger en sens inverse, sous un courant sensiblement égal au courant de charge précédent, les bases des deux transistors étant au même potentiel et la résistance d'émetteur étant commune (les légères différences de V_{BE} sont compensées par le truchement du potentiomètre d'équilibrage P_e). Lorsque la tension en A atteint celle de basculement du trigger, la rampe repart en sens inverse et ainsi de suite.

Un principe analogue a été mis en œuvre dans le générateur d'ondes triangulaires imaginé par H. Schreiber, dont nous reproduisons le schéma de principe à la figure VII-9 *a* et une réalisation pratique en *b*. Le condensateur C est chargé à travers le transistor T_1 fonctionnant en générateur à courant constant. Lorsque la tension aux bornes de ce condensateur atteint une valeur suffisante, le transistor T_2 commence à débiter un courant constant *de valeur double de celui débité par T_1* : il y a donc décharge de C jusqu'à ce qu'un dispositif de commande agisse et mette hors circuit le second transistor et le cycle se reproduit. Dans le montage pratique *b*, ce dispositif de commande est constitué par un montage du type trigger de Schmitt. Pour des raisons évidentes d'adaptation d'impédances, la liaison entre le générateur de signaux triangulaires proprement dit (sources de courant T_1 et T_2 , respectivement 2 N 2905 et 2 N 2219 par exemple) s'effectue par l'intermédiaire d'un transistor à effet de champ monté en drain commun.

Mais revenons à nos sources de courant constant. La configuration de la figure VII-5 n'est pas la seule possible. En effet, il a été mis au point des dispositifs ne présentant que deux bornes extérieures et qui mettent en œuvre deux transistors. Nous en reproduisons deux versions à la figure VII-10. L'un des transistors (T_1) constitue la source à courant constant proprement dite alors que le second (T_2) lui fournit un courant de base constant. La base de ce second transistor étant polarisée au moyen de la chute de tension présente aux bornes de la résistance d'émetteur du premier, il se produit un phénomène de contre-réaction qui assure à l'ensemble une bonne linéarité pour une gamme importante de la tension aux bornes de l'ensemble.

Si ce dispositif fournit un courant beaucoup plus constant qu'un simple montage à un transistor et s'il présente l'avantage de ne comporter que deux bornes, il a pour inconvénient de ne pouvoir être ajusté que pour une gamme restreinte de courant. Il ne présente donc d'intérêt que dans le cas de générateurs de rampes à fréquence fixe.

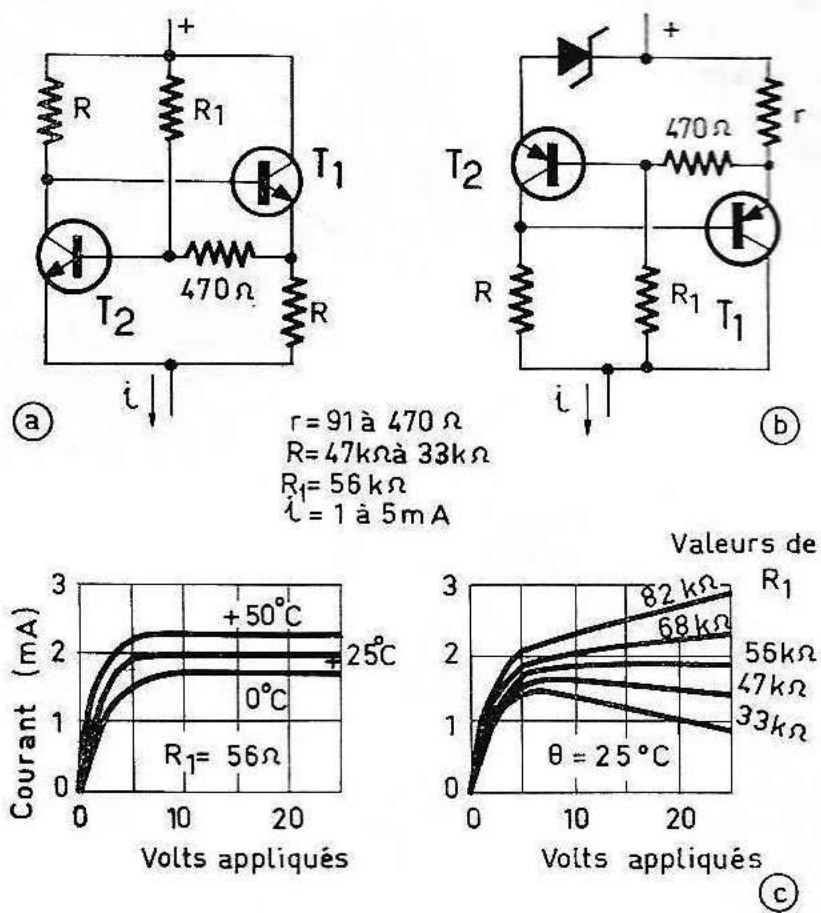


FIG. VII-10.

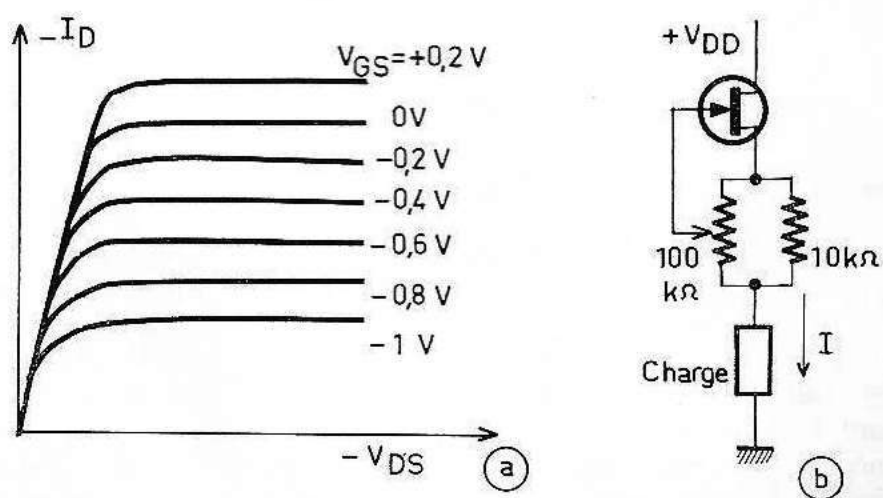


FIG. VII-11.

Emploi de transistors à effet de champ

C'est un fait bien connu que, dans la partie « pentode » de sa caractéristique, un transistor à effet de champ présente une zone dans laquelle le courant de drain est remarquablement constant (fig. VII-11 *a*). Ce phénomène est parfois utilisé pour charger un condensateur à courant constant.

Le montage, fort simple, est reproduit à la figure VII-11 *b*. Le TEC est simplement polarisé au moyen d'un potentiomètre placé en parallèle avec sa résistance de source. Du fait de la contre-réaction inhérente à la conception du montage, la linéarité du courant fourni est très bonne. Cependant, ce montage est rarement utilisé dans les générateurs de rampes, sans doute à cause de la faible marge de réglage du courant de sortie qu'il permet.

Remarquons que cette disposition peut aussi bien être réalisée avec des transistors à effet de champ MOS du type à déplétion (canal conducteur en l'absence de polarisation) comme le montre la figure VII-12 *a*. En examinant les courbes (*d*) on remarquera que la linéarité du courant en fonction de la tension est d'autant meilleure que la résistance de polarisation R_s est plus élevée. Cela s'explique bien du fait de son rôle de contre-réaction. Ce montage peut encore être amélioré en associant deux ou plusieurs transistors à effet de champ se stabilisant en courant réciproquement (fig. VII-12 *b* et *c*). Les résultats obtenus

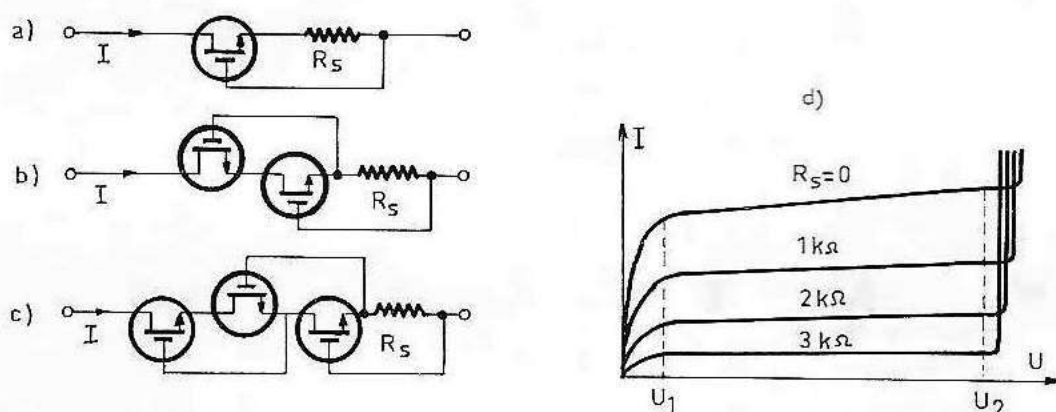


FIG. VII-12.

avec ces trois montages sont résumés dans le tableau page suivante pour un courant nominal de 1 mA.

Le même principe a été appliqué à la réalisation de « diodes à courant constant » dont la figure VII-13 donne la coupe schématique : il s'agit de dispositifs à deux bornes dont la caractéristique $I_D = f(V_D)$ est remarquablement linéaire. Ces diodes permettent la réalisation de générateurs de rampes déclenchés (du genre monostable) d'une grande simplicité. La figure VII-14 donne deux exemples. En *a*, il s'agit d'un générateur de rampes déclenché par des impulsions positives qui, appliquées à la base du transistor de commande, provoquent la naissance d'un courant d'émetteur important chargeant le condensateur C , lequel se décharge à courant constant dès la disparition de l'impulsion de commande. La durée τ de

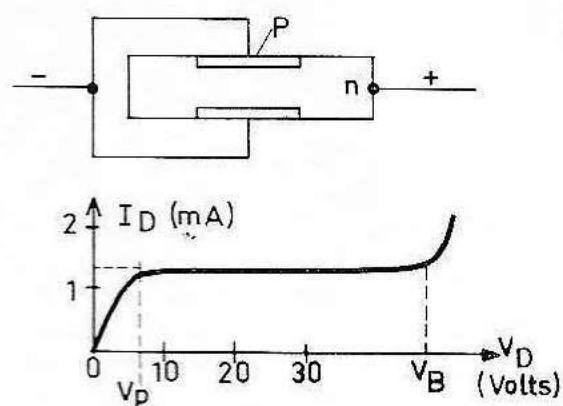


FIG. VII-13.

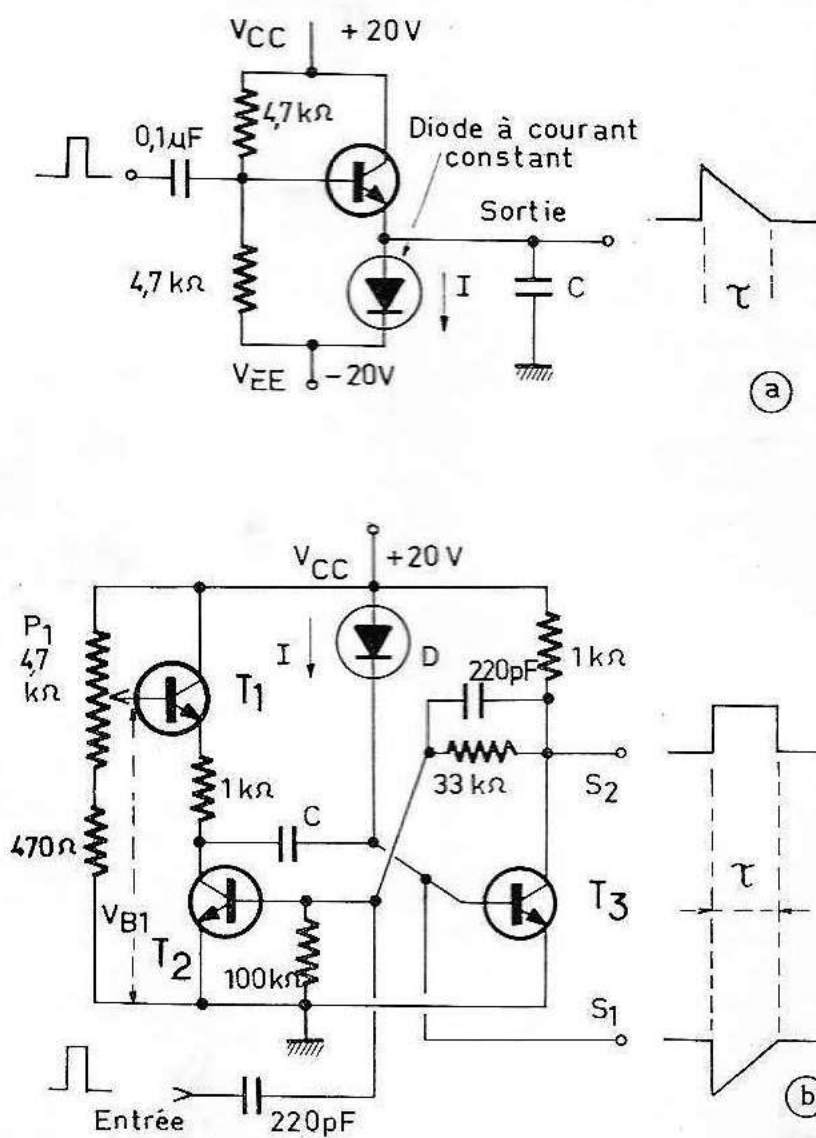


FIG. VII-14.

Montage	R_s (ohms)	U_{min} (1)	U_{max} (1)	$\Delta I/I$ (2)	R_d (3)
(a)	3 k Ω	3 V	23 V	3 %	650 k Ω
(b)	2,2 k Ω	6 V	26 V	0,2 %	10 M Ω
(c)	1,8 k Ω	9 V	29 V	0,03 %	60 M Ω

(1) Tensions minimale et maximale pouvant être appliquées au montage en toute sécurité.

(2) Pour la variation extrême de tension (de U_{min} à U_{max}).

(3) Résistance dynamique du montage :

$$R_d = (U_{max} - U_{min}) / \Delta I.$$

la rampe est évidemment fonction de la tension d'alimentation V_{cc} et du courant :

$$\tau = \frac{C \cdot V_{cc}}{I}$$

Le montage *b* est un monostable capable de fournir une rampe linéaire sur la base du transistor T_3 . Au repos, ce dernier transistor est saturé, sa base étant alimentée par la diode à courant constant D ; T_2 est bloqué. Une impulsion positive, appliquée à la base de T_2 , en provoque la conduction, tandis que T_3 se bloque, une impulsion négative étant appliquée à sa base à travers le condensateur C . Après la disparition de l'impulsion de commande, ce condensateur se recharge à courant constant à travers la diode jusqu'à ce que la tension de la base de T_3 redevienne suffisamment positive pour que ce transistor conduise. Les valeurs de C et de son courant de charge I étant imposées par construction, la durée de la rampe obtenue peut être ajustée en agissant sur la tension de collecteur de T_2 , qui est déterminée par la position du contact mobile du potentiomètre P_1 . La tension de base V_{B1} se retrouve sur l'émetteur de T_1 à la chute de tension base-émetteur près. Une étude plus détaillée du principe de fonctionnement de ce montage montrerait que la durée de la rampe peut être calculée selon la relation :

$$\tau = \frac{C \cdot V_{B1}}{I}$$

Il faut noter que, le signal rampe « sortant » à haute impédance il y a lieu de coupler ce montage aux étages d'utilisation à travers un étage adaptateur d'impédance : Darlington ou transistor à effet de champ monté en drain commun.

Charge du condensateur par montages à réaction

Il est différents montages dans lesquels un certain taux de réaction négative (contreréaction) ou positive confère une caractéristique de sortie à courant constant les principaux sont l'intégrateur de Miller et le « Bootstrap ».

INTÉGRATEUR DE MILLER

Un montage bien connu de charge linéaire d'un condensateur est l'intégrateur de Miller. Le principe en est simple (si l'on n'entre pas trop avant dans les détails théoriques de son fonctionnement).

Son schéma de principe est représenté à la figure VII-15. Il comporte essentiellement un amplificateur qui reçoit une contre-réaction totale à travers le condensateur C. Essayons d'en expliquer sommairement le fonctionnement. Au temps t_0 , avant que l'interrupteur I ne soit ouvert, la tension de sortie de l'amplificateur est

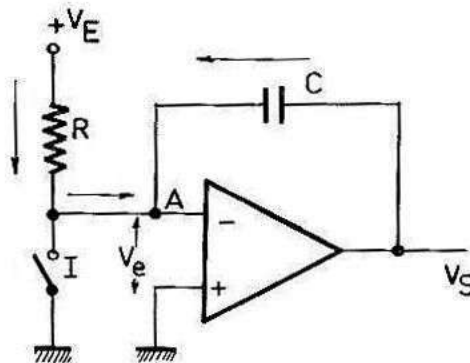


FIG. VII-15.

$V_{s(0)}$. Dès que nous ouvrons l'interrupteur I, la tension V_e à l'entrée de l'amplificateur va tendre à s'élever d'une valeur ΔV_e ; mais, du fait du gain G de l'amplificateur, la tension de sortie croît d'une valeur $G \cdot \Delta V_e$ qui est réinjectée au point A (« nœud » de sommation du montage) à travers C, interdisant ainsi à V_e de croître. De cette manière, la tension du point A reste presque constante et elle le serait complètement si le gain de l'amplificateur était infini. Parallèlement, la tension V_s diminue d'où il résulte une charge de C à courant pratiquement constant. La tension de sortie de l'amplificateur est donc une rampe descendante.

Le fonctionnement de l'intégrateur de Miller est d'autant plus satisfaisant que :

1. *L'impédance d'entrée est plus élevée*, puisqu'ainsi une fraction négligeable du courant fourni par la résistance R est dérivée vers l'entrée de l'amplificateur ;
2. *Le gain de l'amplificateur est plus élevé*, afin que la variation de V_e reste faible pour une variation importante de la tension de sortie ;
3. *L'impédance de sortie est faible* de manière que le courant de charge de C soit fourni exclusivement par l'amplificateur (condition indispensable pour que la tension d'entrée V_e de l'amplificateur reste pratiquement constante).

La variation de la tension aux bornes du condensateur est donnée par la relation :

$$V_s = \frac{1}{RC} \int V_e dt$$

Lorsque le condensateur est chargé, il faut le décharger pour ramener la sortie à zéro. Dans les intégrateurs utilisés à des fins de calcul analogique, cela s'effectue en court-circuitant le condensateur, le plus souvent au moyen d'un transistor (bipolaire ou à effet de champ) fonctionnant en commutateur.

Dans les générateurs de rampe, cette décharge s'effectue généralement en inversant ou en remettant à zéro la tension d'entrée. Si l'inversion de la tension d'entrée est appliquée à travers la même résistance que celle à travers laquelle le condensateur s'est chargé, le signal de sortie est une onde triangulaire symétrique. Mais il est possible de fractionner cette résistance et d'en shunter une partie par une diode. On obtient ainsi une rampe dont le temps de retour est d'autant plus faible que la fraction de résistance restante est plus faible devant la partie shuntée par la diode.

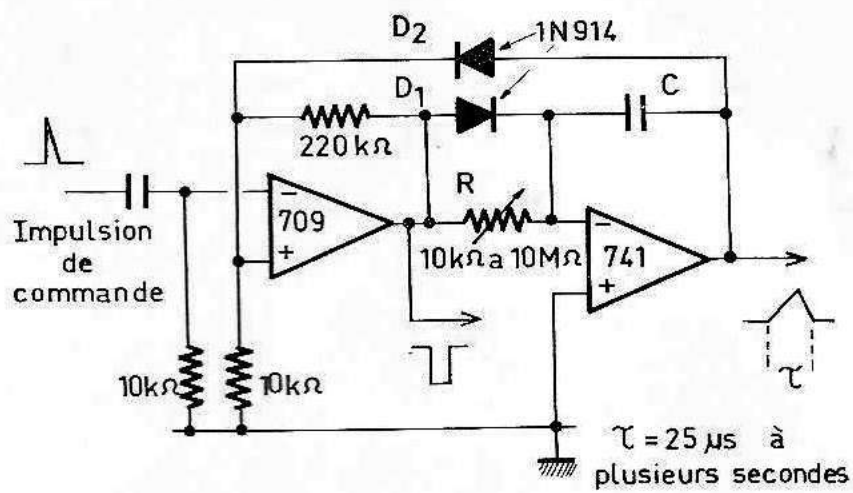
Suivant le sens de branchement de la diode, la partie utile de la rampe peut être ascendante ou descendante. Le montage le plus fréquemment utilisé pour provoquer l'inversion de la tension d'entrée est le trigger de Schmitt, soit à composants discrets, soit, le plus souvent, mettant en œuvre un amplificateur opérationnel. Nous reproduisons à la figure VII-16 les schémas pratiques d'un générateur de signaux triangulaires et d'un générateur de rampe fondés sur ce principe.

Le premier a est un générateur de rampe déclenché par des impulsions positives appliquées à l'entrée du premier amplificateur opérationnel monté en trigger. Le temps de retour est très bref puisque la résistance de charge R est entièrement shuntée par la diode D_1 . La diode D_2 est utilisée pour réinjecter à l'entrée du trigger un signal de remise à zéro. Notons que si la seconde diode était remplacée par une résistance de valeur convenable, le montage auto-oscillerait en relaxé.

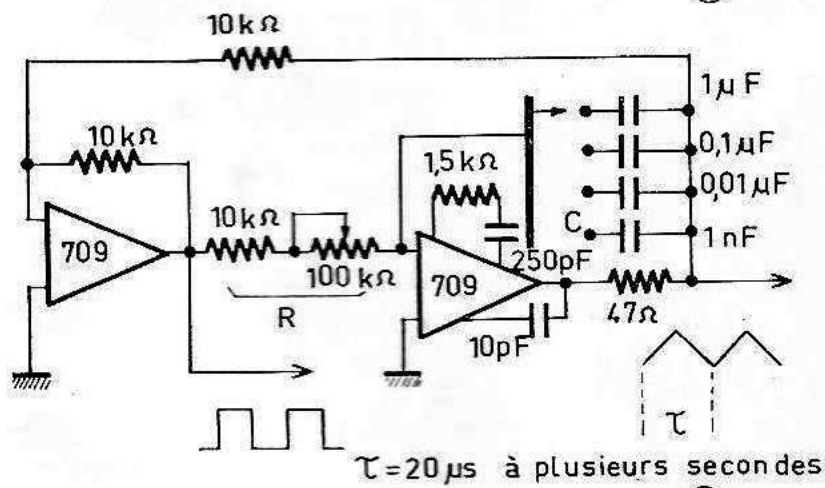
Le second montage est un générateur de triangle auto-entretenu qui ne mérite qu'un minimum d'explication si ce qui précède a été bien compris :

Le premier amplificateur opérationnel (A_1) est monté en trigger dont l'hystérésis est telle que les seuils de basculement sont symétriques par rapport à la masse. Il mesure la tension aux bornes du condensateur C de l'intégrateur de Miller constitué autour du second amplificateur (A_2). Dès que la tension de seuil est atteinte le trigger bascule d'un état dans l'autre de manière que sa tension de sortie passe de $+V_s$ à $-V_s$ inversant ainsi la polarité de charge de ce condensateur jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne le seuil de basculement opposé, provoquant ainsi une nouvelle inversion de la charge de C et ainsi de suite. La tension de sortie est bien un signal triangulaire symétrique.

Avant d'en terminer avec ce sujet, précisons que si, actuellement, l'amplificateur mis en œuvre pour la confection d'un intégrateur de Miller est un amplificateur opérationnel, rien n'interdit d'utiliser un amplificateur à transistors discrets. Cet amplificateur pourrait être constitué par un unique transistor monté en émetteur commun. Cependant, pour lui conférer les qualités de haute impédance d'entrée et de faible impédance de sortie, on a généralement recours à trois étages : un collecteur commun pour garantir une haute impédance d'entrée ; un étage amplificateur de tension monté en émetteur commun et un étage de sortie monté en collecteur commun pour disposer de la faible impédance de sortie requise. Nous en donnons un schéma de principe à la figure VII-17.



(a)



(b)

FIG. VII-16.

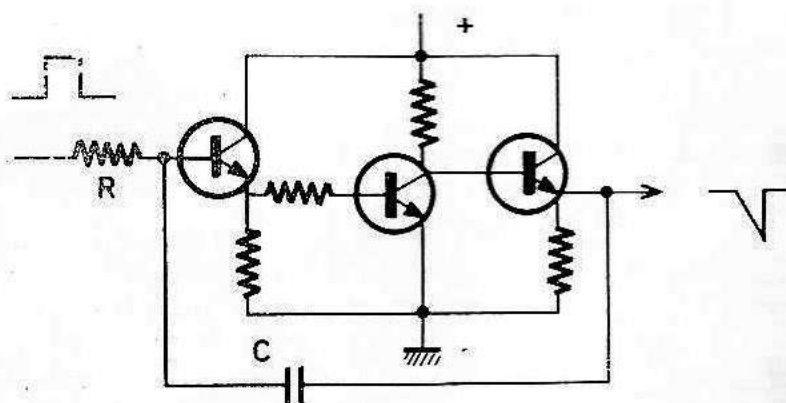


FIG. VII-17.

LE MONTAGE « BOOTSTRAP »

Si l'intégrateur de Miller fait appel à une réaction négative (contre-réaction) pour linéariser la charge d'un condensateur, le bootstrap met en jeu, quant à lui, une réaction positive. Le schéma de principe en est donné à la figure VII-18 *a*.

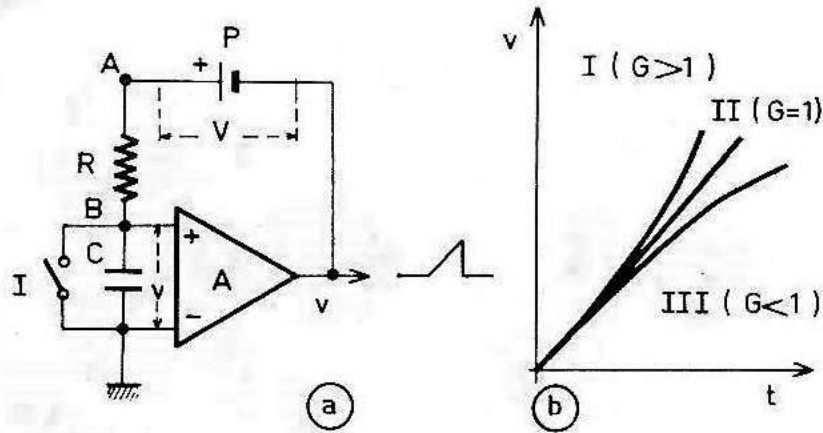


FIG. VII-18.

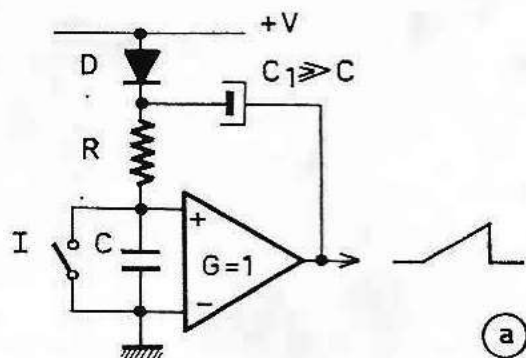
L'amplificateur A présente un gain en tension de $+1$ de telle manière que la tension présente à sa sortie est égale et de même signe que celle d'entrée. Lorsque nous ouvrons l'interrupteur I qui shunte le condensateur, la tension v aux bornes de ce dernier va tendre à s'élever, mais la tension de sortie s'élève de la même valeur et se « place » en série avec celle V de la pile P. De ce fait, la tension aux bornes de la résistance R demeure très voisine de V puisque, au fur et à mesure que C se charge, la tension aux bornes de R , qui aurait tendance, en l'absence de l'amplificateur, à diminuer de la valeur v , se voit simultanément ajouter cette même valeur par l'intermédiaire de l'amplificateur. La tension aux bornes de cette résistance reste donc bien égale à V et le courant qui la traverse reste, pendant tout le temps de la charge de C , égal à V/R .

Remarquons au passage que le gain de l'amplificateur doit être rigoureusement égal à l'unité. En effet, si ce gain est légèrement supérieur à 1, la tension aux bornes de R croît au fur et à mesure de la charge de C , et l'allure de la variation de la tension à ses bornes affecte celle de la courbe I de la figure VII-18 *b*. Dans le cas contraire ($G < 1$), la tension aux bornes de R diminue au cours de la charge de C et la variation de tension aux bornes du condensateur est celle de la courbe III. Nous disposons donc là d'un moyen simple pour agir sur la forme du signal délivré par le bootstrap.

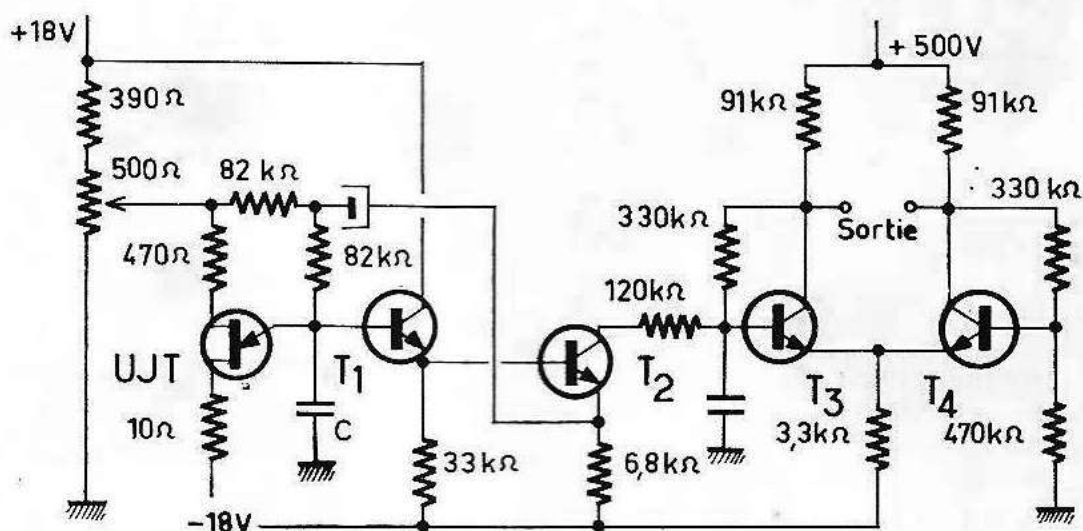
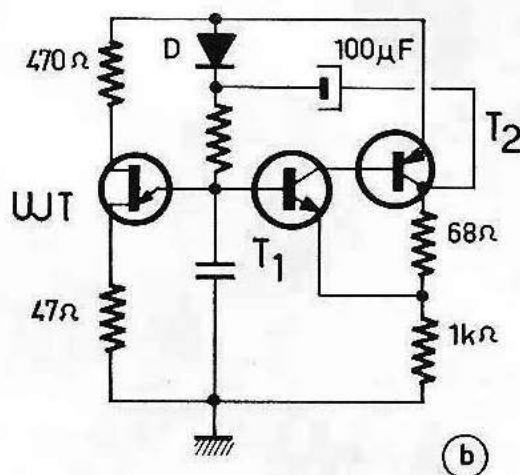
On conçoit que, dans la pratique, la source fournissant le courant de charge du condensateur n'est pas une pile montée en série avec la résistance R . Le montage le plus simple et le plus fréquemment utilisé est celui de la figure VII-19 *a* dans lequel la tension de charge est fournie au début par la ligne commune d'alimentation à travers la diode D . Dès que la charge est amorcée, la tension de sortie de l'amplificateur de gain unité est ramenée vers l'entrée de la résistance R à travers un condensateur de très forte valeur. De ce fait, la diode D se trouve très

rapidement mise en état de non-conduction et ce n'est qu'à partir de la tension de sortie que se charge C.

La figure VII-19 reproduit en *a* le schéma de principe d'un tel montage et en *b* et *c* deux montages pratiques.



UJT = 2N1671 2N2646 T1S43 etc
 T_1 = 2N1711 2N2222 2N3704
 T_2 = 2N2905 2N3702 2N3703



UJT = 2N1671 2N2647 T1S43 $T_1 T_2$ = 2N1711 2N2222 $T_3 T_4$ =

FIG. VII-19.

Dans le premier, l'amplificateur de gain unité est le montage pseudo-Darlington, baptisé « muscleur » par J.P. Oehmichen ; dans le second, on utilise tout simplement deux émetteurs suiveurs montés en cascade. Ce deuxième montage est complété par un étage symétrique du type « paire à longue queue » mettant en œuvre des transistors haute tension, ce qui le rend apte à commander directement le balayage d'un tube cathodique à déviation électrostatique. Dans les deux cas, le circuit de décharge du condensateur est constitué par un transistor unijonction.

Le montage bootstrap peut se présenter sous une forme quelque peu différente, bien que le résultat soit équivalent le condensateur est fractionné en deux

parties mises en série et la réaction positive est appliquée au point milieu de la chaîne capacitive ainsi formée. C'est sur ce principe qu'est basé le circuit de déviation horizontale pour tube cathodique à déflexion magnétique de la figure VII-20. Dans ce montage, un transistor unijonction « programmable » (PUT) dont nous étudierons le fonctionnement un peu plus loin joue le rôle d'élément de décharge du condensateur.

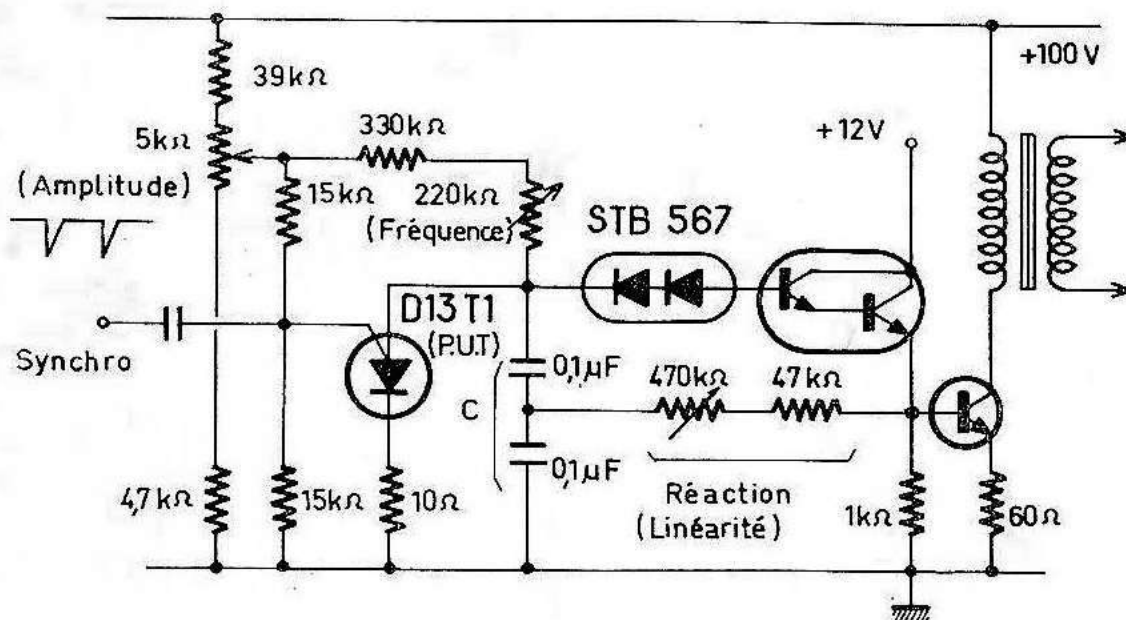


FIG. VII-20.

BOOTSTRAP + CHARGE PAR TRANSISTOR A COURANT CONSTANT = ULTRA-LINÉARITÉ

Le montage que nous décrivons maintenant (fig. VII-21 a) peut être réellement considéré comme ultralinéaire puisqu'il est capable d'engendrer des rampes dont la *linéarité est meilleure que 0,05 %*. Il doit cette performance à la combinaison de trois montages :

- La charge du condensateur C par un transistor à courant constant (T_1) ;
- Un dispositif de compensation du courant, jamais entièrement négligeable, soutiré par la charge (T_2) ;
- Un effet de bootstrap dû à la réaction positive obtenue en reliant la base de T_2 à l'émetteur de l'émettodyne T_4 .

Essayons d'en approfondir le fonctionnement. A l'origine le transistor T_3 assurant la décharge du condensateur est passant et la tension aux bornes de C est pratiquement nulle. Débloquons T_3 . Le condensateur va commencer à se charger à courant constant à travers T_1 : son courant de charge I_c va créer aux bornes de la résistance R une chute de tension proportionnelle qui, appliquée à l'émetteur de T_2 fonctionnant en base commune, agit à son tour sur le courant de base de T_1 compensant ainsi le courant I_1 dérivé par la charge (courant de base de l'étage de sortie à collecteur commun T_4). Mais l'émetteur de ce dernier tran-

sistor est relié à la base de T_2 à travers la résistance R_3 ajoutant un effet de bootstrap à la charge à courant constant due à T_1 .

Ce montage peut être associé à différents types de circuits de déclenchement pour ramener à zéro la tension aux bornes du condensateur et rendre l'ensemble

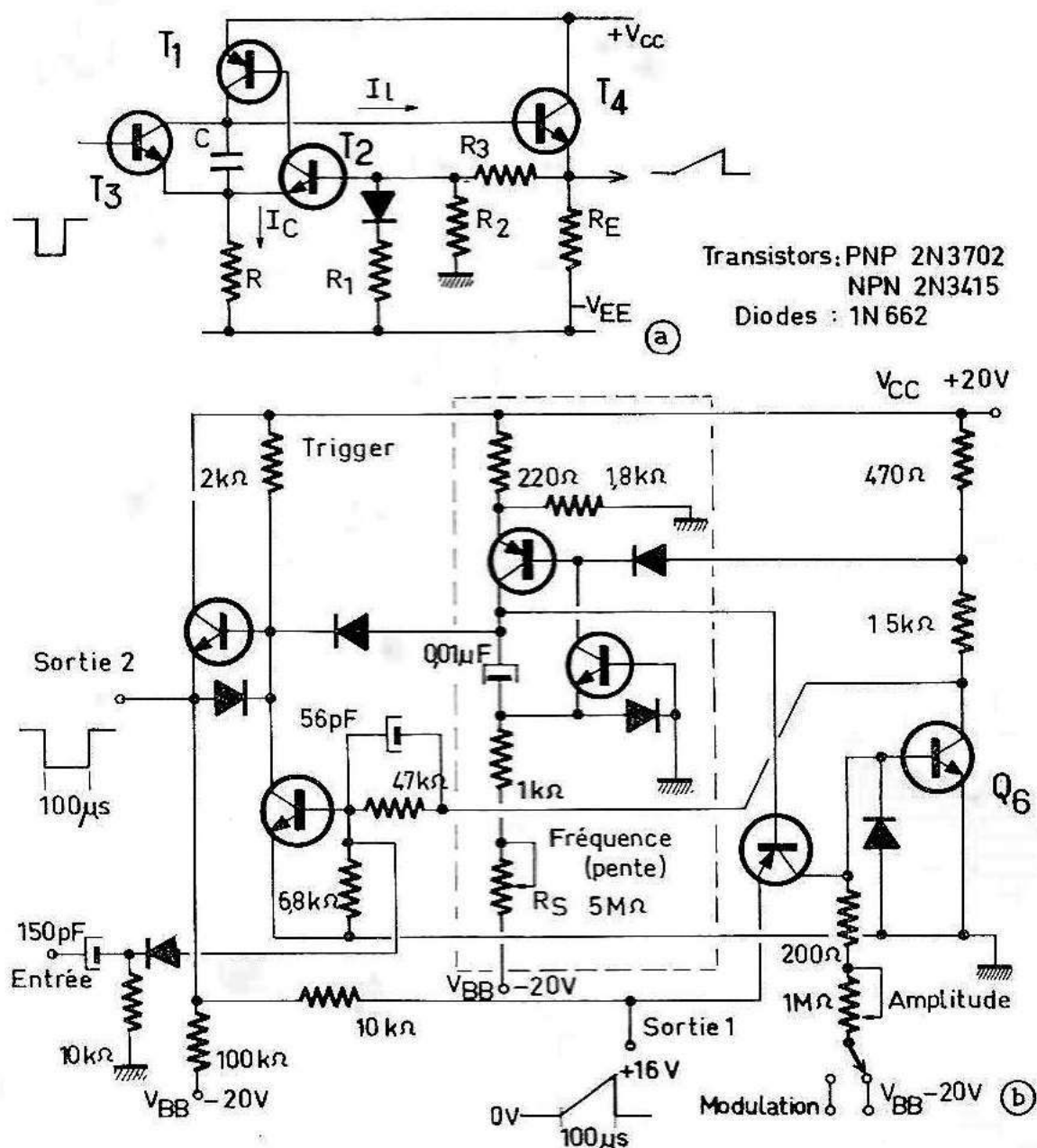


FIG. VII-21.

auto-oscillant. Nous en donnons un exemple à la figure VII-21 *b*. Ici, le circuit de déclenchement est constitué par un trigger de Schmitt à transistors complémentaires.

LES CIRCUITS DE DÉCLENCHEMENT

Ayant étudié dans la première partie, les différentes méthodes de charge ou de décharge linéaire d'un condensateur, il nous faut maintenant étudier les circuits capables d'en provoquer l'inversion de charge ou la décharge brutale dans le cas des générateurs de rampes.

Tous les circuits capables d'assurer cette fonction ont en commun certaines caractéristiques :

- Ils possèdent deux états stables ;
- Le passage d'un état dans l'autre est brutal et correspond généralement à une zone à résistance négative de la caractéristique ;
- Les seuils de basculement d'un état dans l'autre sont aussi éloignés l'un de l'autre que possible de manière à conférer au signal engendré une amplitude suffisante.

On peut répartir ces circuits en deux groupes :

- Ceux qui mettent en œuvre des dispositifs semiconducteurs à deux états stables (diode Shockley, transistors unijonctions « normaux » ou programmables, thyristors, transistors à avalanche, etc.) ;
- Ceux qui font appel à un circuit à réaction (triggers, comparateurs).

Tous ces dispositifs peuvent être mis en œuvre pour la production de signaux à retour rapide (rampes, signaux en marches d'escalier). Sauf cas particuliers, seuls ceux du second groupe sont utilisables dans les générateurs de signaux triangulaires.

Les éléments semiconducteurs à deux états stables

Ces dispositifs sont très nombreux et une étude complète nous amènerait à sortir de notre sujet. Nous passerons assez rapidement sur la diode Shockley dont les applications dans le domaine qui nous intéresse sont relativement restreintes ainsi que sur « ses cousins » le thyristor et le triac, nous réservant pour une étude plus complète du transistor unijonction dont les applications sont nombreuses dans les domaines les plus variés.

LA DIODE SHOCKLEY ET LE THYRISTOR

Nous avons reproduit à la figure VII-22, en *a*, la coupe schématique de cette diode, également dénommée diode trijonction ou diode quatre couches ce qui justifie le graphisme — un 4 — utilisé pour la schématiser (*e*).

Cette coupe schématique peut aisément être séparée en deux morceaux constituant, l'un un transistor pnp, l'autre un npn, ce qui nous conduit au schéma équivalent à transistors complémentaires de la figure VII-22 *c*.

Nous constatons que ces transistors sont réunis de telle manière que le courant de base de chacun d'entre eux est le courant de collecteur de l'autre. Tant que les courants de fuite de chacun des transistors sont très faibles, le gain

en courant de la boucle ainsi formée est trop faible pour que le montage puisse amplifier. Augmentons progressivement la tension aux bornes de l'ensemble. Le courant de fuite croît très lentement jusqu'à ce que le gain de la boucle soit suffisant pour que s'amorce un phénomène de réaction, très semblable par ses conséquences au phénomène d'avalanche. On obtient une zone à résistance négative de la caractéristique ; puis il y a saturation et l'élément se présente comme une simple diode à faible impédance dynamique.

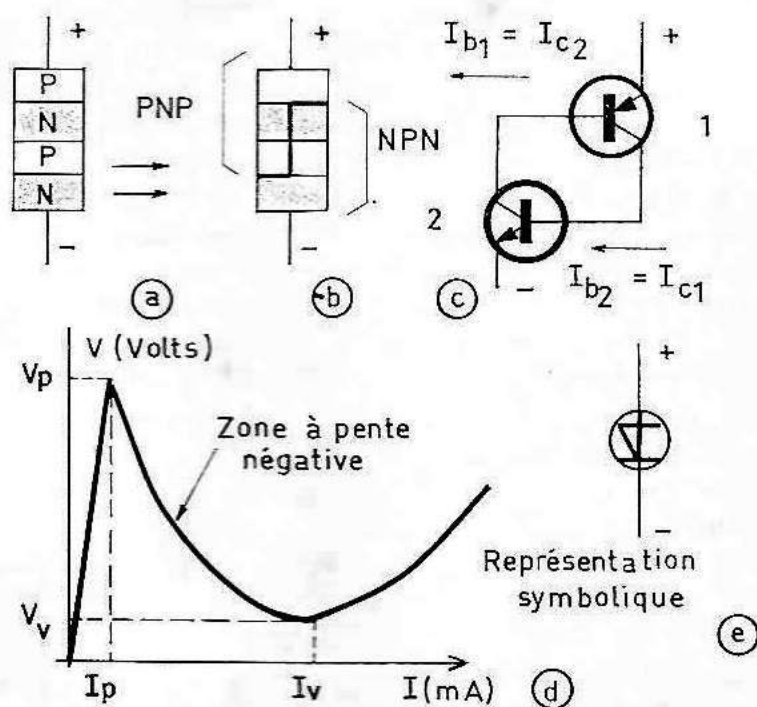


FIG. VII-22.

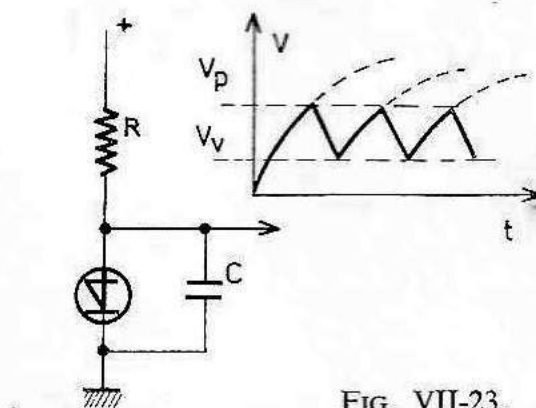


FIG. VII-23.

Réalisons avec cette diode le schéma de la figure VII-23. La tension aux bornes du condensateur s'élève selon une courbe exponentielle jusqu'à la tension pour laquelle s'amorce le phénomène de réaction (tension de pic V_p). Si la résistance R a une valeur suffisamment faible pour que le courant qui la traverse atteigne la valeur de pic (I_p), le phénomène de réaction s'amorce et le condensateur

se décharge dans la diode. Si la valeur de R est assez élevée pour que le courant de vallée I_v — qui correspond à une zone de fonctionnement stable — ne soit pas atteint, lorsque la tension aux bornes de la diode a suffisamment décru, le phénomène de réaction se désamorce et la diode reprend son état non-conducteur. Le condensateur peut alors se recharger de nouveau et le cycle reprendre.

En vérité, la diode Shockley est rarement utilisée dans les générateurs de signaux triangulaires à cause de la faible stabilité de son courant de pic en fonction de la température. Toutefois, nous reproduisons à la figure VII-24 le schéma d'un convertisseur tension-fréquence (c'est-à-dire un générateur de rampe asservi à une tension) mettant en œuvre une diode Schockley. Il s'agit d'un intégrateur à amplificateur opérationnel dont le condensateur est périodiquement déchargé par une diode Shockley. La tension de sortie est une rampe linéaire à mieux que 1 % près, dont l'amplitude varie entre la tension de vallée de la diode (1,5 V environ) et sa tension de pic (10 V avec la diode utilisée).

Si nous « sortons » la base de l'un des transistors élémentaires qui constituent la diode Shockley, nous obtenons un thyristor que nous n'évoquons ici que pour mémoire, son emploi dans les générateurs de rampes étant assez rare. Nous en donnons toutefois deux exemples à la figure VII-25 qui présentent l'avantage de fournir directement des rampes de forte amplitude.

Le montage (a) fournit des rampes négatives déclenchées par un relaxateur à transistor unijonction complémentaire D 5 K 1. La constante de temps de la rampe de sortie est définie par le condensateur C_2 et par le TEC T_2 monté en générateur de courant constant. C'est un triac — genre de thyristor symétrique — qui joue ici le rôle d'élément de décharge de C_2 . La fréquence de répétition est synchronisée par l'oscillateur à UJT (T_1 , R_1 , C_1) dont la constante de temps doit être très légèrement inférieure à celle du générateur de rampe à triac pour obtenir une bonne synchronisation.

Des rampes positives pourraient être obtenues de la même manière avec des thyristors (fig. VII-25 b). Ce n'est que la tension maximale admissible entre drain et source du TEC qui limite l'amplitude de la rampe, laquelle pourrait sans difficulté atteindre 800 à 1 000 V lorsqu'il sera possible de disposer de TEC supportant de telles tensions.

Le transistor unijonction

PRINCIPE DU TRANSISTOR UNIJONCTION

Le transistor unijonction, dénommé « diode double base » à sa création, est essentiellement constitué par un barreau de silicium de type n aux deux extrémités duquel sont ménagés des contacts purement résistifs. Vers le tiers du barreau en partant du haut (graphique de la figure VII-26 a) est pratiquée une jonction pn. Les électrodes de sortie sont donc les deux extrémités du barreau nommées : Base 1, B_1 (celle d'en bas sur le schéma), et Base 2, B_2 (celle d'en haut : la plus proche de la jonction), et enfin la connexion partant de la jonction nommée *émetteur*.

Donnons ici un petit moyen mnémotechnique utilisé par l'auteur pour se souvenir tout à la fois du branchement de l'unijonction et de son brochage en boîtier TO 5 : « B_2 plus », ce qui nous rappelle que la base B_2 est raccordée au

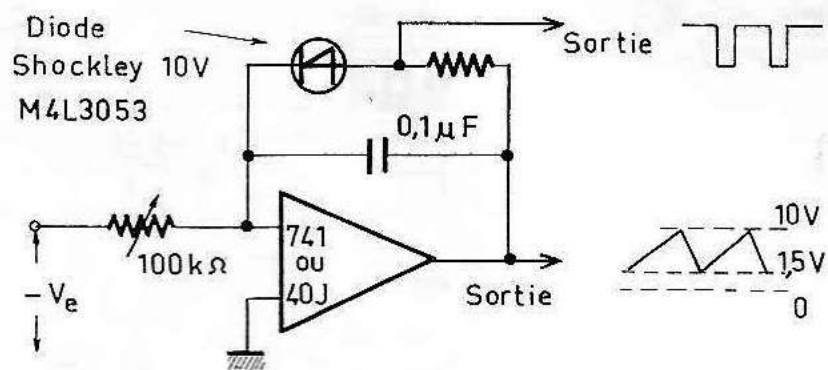


FIG. VII-24.

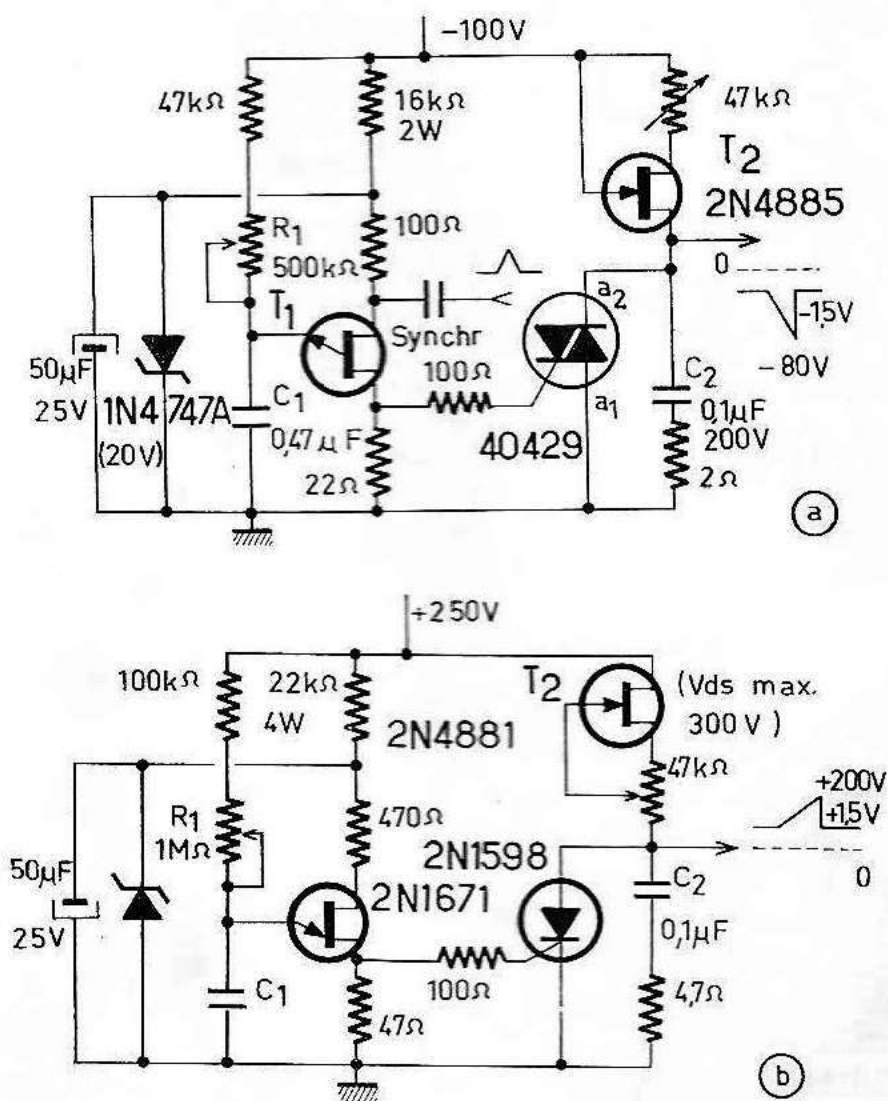


FIG. VII-25.

plus de la source et que du côté de la connexion de base 2 il y a quelque chose en plus : l'ergot de repérage (fig. VII-26 b), l'émetteur étant au centre.

Pour savoir comment fonctionne le transistor unijonction, réalisons le montage de la figure VII-27 a. Tant que la tension d'émetteur est inférieure à celle de

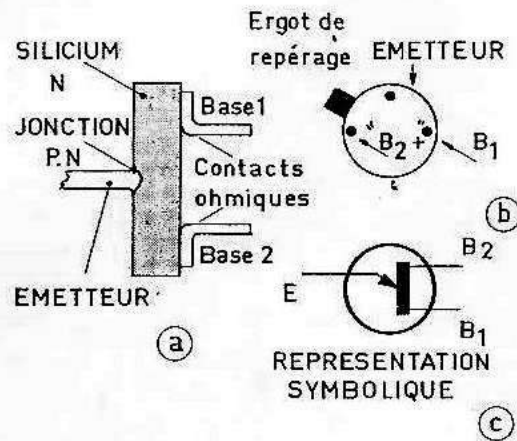


FIG. VII-26.

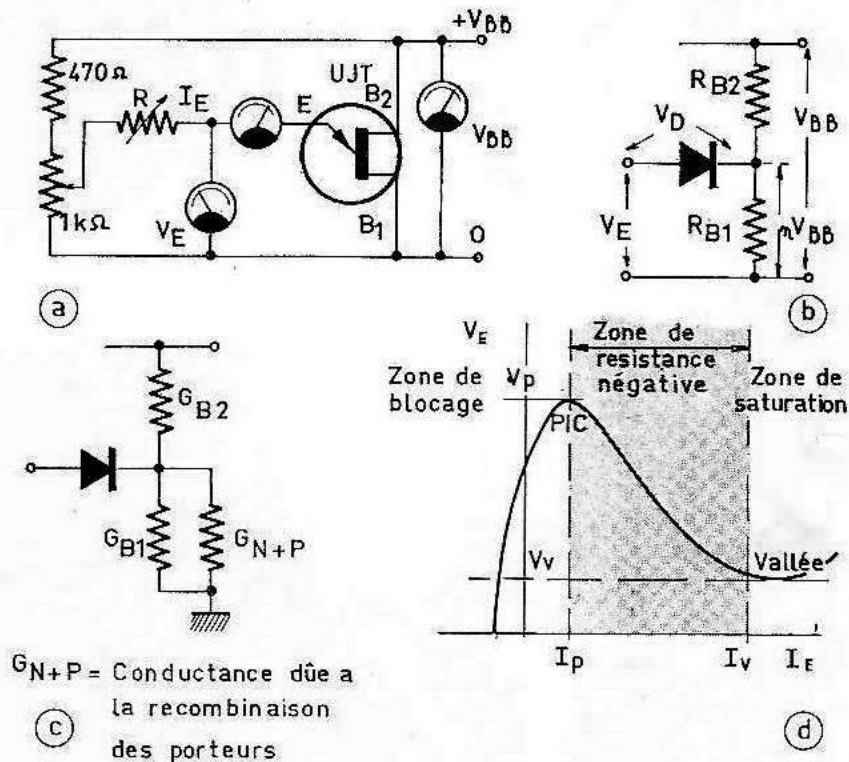


FIG. VII-27.

l'endroit du barreau de silicium où est ménagée la jonction, cette dernière est polarisée en inverse et ne laisse passer qu'un très faible courant de fuite. Le schéma équivalent n'est rien d'autre que celui d'un diviseur résistif avec une diode prise au point milieu du diviseur (fig. VII-27 b). Lorsque la tension pour laquelle la jonction commence à conduire est atteinte (potentiel du point milieu

du diviseur plus tension de diffusion de la jonction, soit 0,7 V environ), la diode commence à conduire. C'est ici que les choses se compliquent car l'émetteur injecte dans le barreau un courant de trous (porteurs minoritaires de ce côté-ci de la jonction) lesquels ont une tendance bien connue à se recombiner au plus vite avec des électrons, afin de maintenir la neutralité électrique du barreau. Il en résulte une diminution spectaculaire de la résistance de la portion du barreau reliée à la borne « moins » de la source, d'où augmentation du nombre de trous qui, rapidement, traversent la frontière de la jonction ; il se produit donc une nouvelle diminution de la résistance de cette portion du barreau (fig. VII-27 c), et ainsi de suite, jusqu'à ce que la saturation soit atteinte et que l'allure de la courbe courant-tension de l'émetteur redevienne celle d'une diode à résistance dynamique élevée. Tous ces phénomènes sont matérialisés par la courbe de la figure VII-27 d.

Résumons-nous : tant que la *tension de pic* (c'est-à-dire celle pour laquelle la diode d'émetteur commence à conduire) n'est pas atteinte, le courant d'émetteur est très faible ; nous sommes dans la zone de blocage. Cette tension de pic dépassée, la courbe change de direction ; nous sommes alors dans la zone de *résistance négative* jusqu'au moment où la saturation est atteinte. La tension correspondante est la *tension de vallée* à laquelle s'associe un *courant de vallée* — de même qu'à la tension de pic correspond un *courant de pic* — puis la courbe reprend l'allure normale (positive) analogue à celle d'une diode à grande résistance dynamique.

Il nous reste à définir deux termes :

— Le *rapport intrinsèque* désigné par la lettre grecque η , rapport — fixe pour un UJT donné et ne dépendant que de sa géométrie propre — qui lie la tension de pic à la tension interbase, c'est-à-dire celle qui existe avant l'amorçage de la caractéristique négative entre les deux électrodes B_1 et B_2 ;

— Le *courant modulé interbase* qui est, par convention, le courant de base 2 pour un courant d'émetteur de 50 mA et une tension interbase de 10 V.

Le rapport de ces deux courants (I_{B2} et I_E) définit le *gain* du transistor unijonction.

DIFFÉRENTS TYPES D'UJT

Tous les transistors unijonction ne sont pas réalisés selon le modèle décrit plus haut ; certains sont du type dit cubique, d'autres sont obtenus par le procédé planar épitaxié, le plus répandu pour la fabrication des transistors modernes. Ce n'est pas ici le lieu de décrire ces différents modes de fabrication.

La General Electric a sorti, il y a quelques années, un transistor unijonction complémentaire (fig. VII-28 a), c'est-à-dire dans lequel le barreau est en silicium p et l'émetteur doppé n (CUJT : Complementary Unijonction Transistor). Hormis les polarités de l'alimentation, cette modification ne change rien au principe de fonctionnement. Du point de vue de ses caractéristiques, le mode de fabrication employé (Planar) permet d'obtenir un courant de fuite très réduit et une tension de vallée particulièrement faible, ce qui en autorise l'emploi sous des tensions interbases plus faibles, 5 V au lieu de 10 à 12 V au moins pour les UJT classiques.

Le transistor unijonction « programmable » (PUT : Programmable Unijonction Transistor), s'il se comporte comme un véritable transistor unijonction et peut être utilisé dans les mêmes applications, n'est nullement réalisé comme un véritable UJT. Par sa constitution, il se rapproche beaucoup plus d'un thyristor à symétrie complémentaire. Précisons qu'il est nécessaire de raccorder son élec-

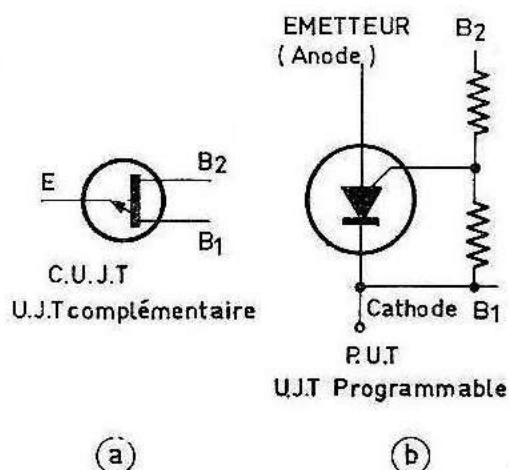


FIG. VII-28.

trode de déclenchement (qui joue ici le rôle de B₂) au point milieu d'un pont résistant qui lui tient lieu de résistance interbase. C'est la cathode qui joue ici le rôle de B₁ et l'anode celui de l'émetteur (fig. VII-28 b). Du point de vue de leurs caractéristiques propres, on peut classer les UJT (classiques et complémentaires) dans trois grandes catégories :

— *Catégorie I* : Courant de vallée élevé, tension de vallée moyenne ; utilisation en générateurs d'impulsions, circuits de déclenchement de thyristors et de triacs ;

— *Catégorie II* : courant de vallée élevé, faible résistance dynamique ; pour oscillateurs à fréquence élevée, diviseurs de fréquence et temporisateurs de courte durée ;

— *Catégorie III* : très faible courant de pic ; pour oscillateurs à basse et très basse fréquences et temporisateurs de longue durée.

LE RELAXATEUR À UJT

Le relaxateur à UJT est à la base d'une telle quantité de montages pratiques qu'il serait possible de leur consacrer un ouvrage de plus de 200 pages. C'est pourquoi il importe de bien en assimiler le fonctionnement, au demeurant fort simple. Le schéma en est donné à la figure VII-29 a.

Ne nous occupons pas pour le moment des résistances R_{B1} et R_{B2} dont nous verrons plus tard la raison d'être.

Le barreau de silicium étant traversé par un courant $I_{BB} = V_{BB}/R_{BB}$, la jonction d'émetteur se trouve, par rapport à B₁, à un potentiel égal à ηV_{BB} . Le condensateur C_T se charge à travers la résistance R_T selon une loi exponentielle

de constante de temps $T = R_T \cdot C_T$. Lorsque la tension aux bornes du condensateur aura atteint la tension de pic de l'UJT, c'est-à-dire $\eta V_{BB} + V_D$ (V_D tension de diffusion de la jonction d'émetteur $\approx 0,7$ V), la caractéristique $I_E = f(V_E)$ entrera brusquement dans la zone à pente négative ; par suite, la résistance vue par C_T de très grande qu'elle était (elle correspondait au faible courant de fuite de la jonction) deviendra très petite : le condensateur se déchargera donc brusquement dans la jonction, polarisée en direct, de l'émetteur et ne trouvera pour limiter son courant de décharge qu'une faible résistance : celle de la portion du barreau soumise au phénomène de résistance négative (fig. VII-29 b). Si la résis-

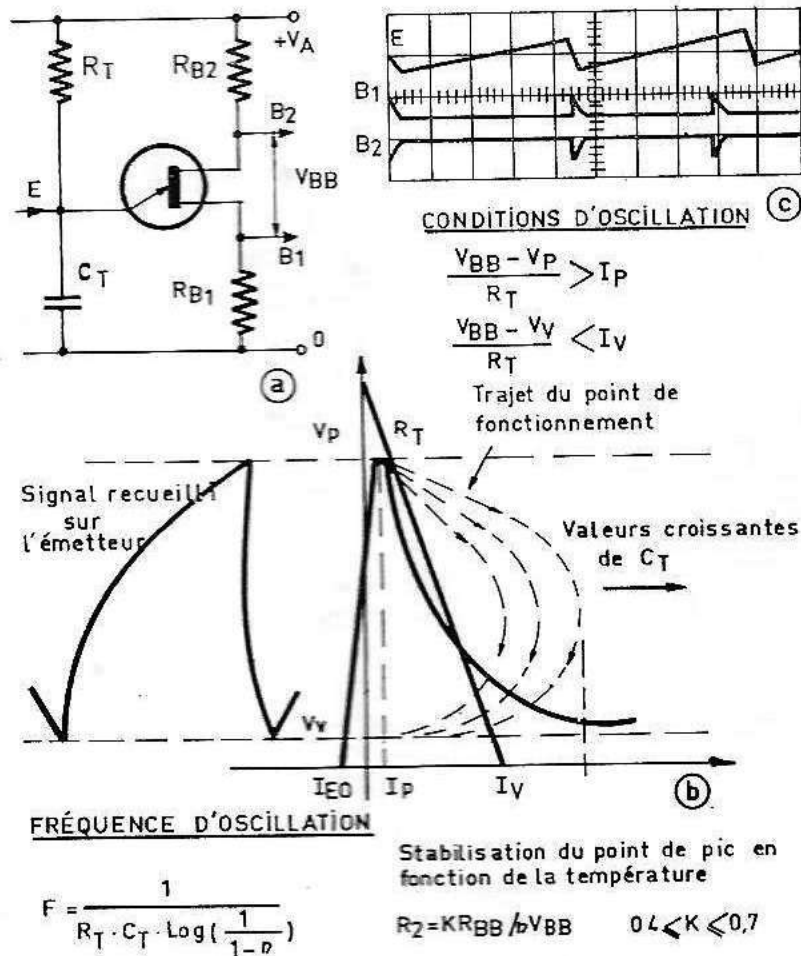


FIG. VII-29.

tance R_T est assez faible pour permettre le passage d'un courant plus grand ou égal au courant de vallée de l'UJT, le circuit demeure dans le même état. Mais si on a pris soin de choisir une résistance de valeur telle que, le condensateur une fois déchargé, le courant de vallée ne puisse se maintenir, l'UJT se désamorce et la jonction d'émetteur retrouve la polarisation en inverse qu'elle avait à l'origine. Le condensateur C_T peut donc se recharger et le cycle recommencer.

Quel est le rôle des résistances R_{B1} et R_{B2} ? R_{B2} , que nous calculerons plus tard, a pour rôle principal de stabiliser la fréquence d'oscillation en fonction de la température. Dans les montages simples destinés à fonctionner à tempé-

rature constante, ou ne réclamant pas une excellente stabilité en fréquence, cette résistance peut être omise sans dommage.

Le rôle de R_{B1} est double : limiter le courant d'émetteur d'une part, et dans les montages destinés à la production d'impulsions brèves — qui sont les plus fréquemment utilisés — recueillir à ses bornes les impulsions positives de sortie. Ajoutons qu'il est également possible de recueillir des impulsions négatives aux bornes de R_{B2} .

Nous avons reproduit, à la figure VII-29 c, les allures des différents signaux obtenus aux principaux points du montage.

A ce sujet, il paraît intéressant de remarquer que, si la mesure à l'oscilloscope des impulsions recueillies sur B_1 et B_2 ne pose aucun problème, dans certains montages, en particulier les montages à basse ou très basse fréquence équipés de transistors unijonction à très faible courant de pic et d'une résistance R_T de valeur élevée (0,5 M Ω), la sonde de l'oscilloscope peut perturber gravement, à cause du courant qu'elle dérive et qui est du même ordre de grandeur que le courant de pic, le fonctionnement du montage. Nous avons vu des montages, qui oscillaient normalement tant qu'aucune mesure n'était effectuée sur l'émetteur de l'UJT, décrocher dès que l'oscilloscope équipé d'une sonde 10 M Ω - 7 pF, était branché au point E.

CALCUL DES ÉLÉMENTS DU MONTAGE

Fréquence d'oscillation

1. *Valeur approchée* : le rapport intrinsèque (η) de la plupart des UJT se situe entre 0,5 et 0,8. Sachant que la constante de temps RC d'un circuit à résistance et condensateur est égale au temps que met le condensateur pour se charger à une valeur égale à 0,63 fois la tension d'alimentation. On peut écrire, en première approximation et pour « dégrossir » un montage dans lequel la résistance R_T est ajustable, que la période d'oscillation est très voisine de la constante de temps $R_T \cdot C_T$ et par conséquent que la fréquence $F \simeq 1/R_T \cdot C_T$.

2. Pour un calcul plus rigoureux on utilisera la relation :

$$F \simeq \frac{1}{R_T \cdot C_T \text{ Log } \frac{1}{1-\eta}}$$

Notons que pour utiliser cette relation en toute rigueur, il est indispensable de connaître η avec précision ce qui est rarement le cas. En effet, les constructeurs donnent les valeurs extrêmes de ce paramètre : $0,47 < \eta < 0,62$ par exemple ; mais pour un montage particulier et unique on peut prendre soin de mesurer ce paramètre.

En ce qui concerne le cas, qui nous intéressera plus particulièrement dans cet ouvrage où, afin d'obtenir une rampe linéaire, on remplace la résistance R_T par une source à courant constant, nous avons vu au paragraphe traitant de ces sources, comment on calcule la durée de la rampe en nous appuyant sur le schéma

de la figure VII-7. Pour les fréquences assez basses pour que le temps de retour de la rampe soit négligeable la fréquence sera donnée, pour les montages auto-oscillants, par la relation bien connue :

$$F = 1/T.$$

Aux plus hautes fréquences il y aura lieu de tenir compte pour le calcul de la fréquence du temps de retour de la rampe qui peut atteindre quelques microsecondes.

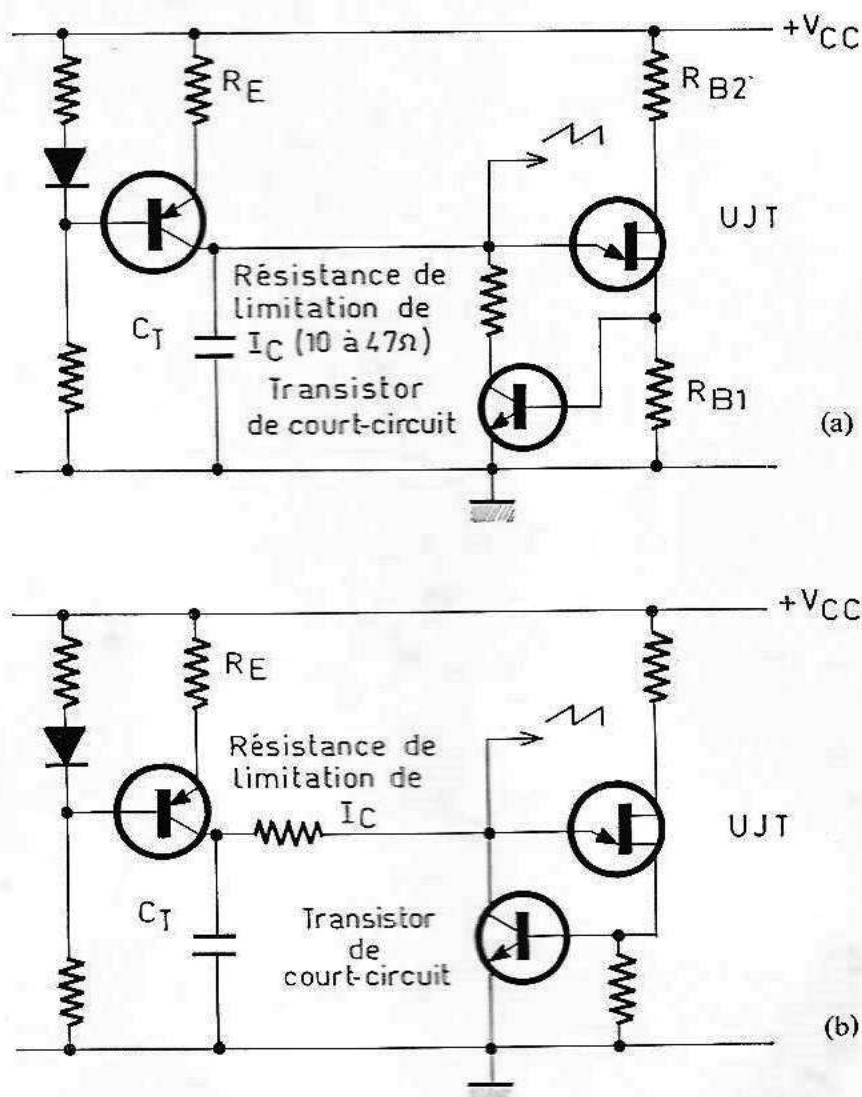


FIG. VII-30.

Toutefois il est une astuce qui permet d'accélérer le temps de retour : elle consiste à court-circuiter le condensateur au moment de la décharge au moyen d'un transistor normalement bloqué et qui passe à l'état saturé sous l'influence de l'impulsion positive qui prend naissance aux bornes de la résistance R_{B1} . Afin de limiter le courant qui traverse ledit transistor, en particulier dans les cas où la capacité C_T est de forte valeur il y a lieu d'introduire une résistance de quel-

ques dizaines d'ohms en série avec le collecteur. Deux configurations sont possibles (fig. VII-30) personnellement nous préférons celle du montage (b) dans lequel le « point bas » de la rampe est plus près de la masse — c'est le $V_{CE\text{ sat}}$ du transistor — alors que dans le montage (a) la chute de tension aux bornes de la résistance de protection vient s'ajouter à la tension de saturation du transistor.

Conditions d'oscillation

Nous les avons déjà définies plus haut en précisant que *pour que le montage oscille il faut que le courant fourni par la résistance R_T ne puisse atteindre la valeur du courant de vallée*. Un peu plus loin nous remarquons que, si une partie du courant transmis par cette résistance est du même ordre de grandeur que le courant de pic dérivé par la sonde de l'oscilloscope, le montage cessait d'osciller. Nous en déduisons que le courant qui traverse R_T doit être compris entre les valeurs du courant de pic et du courant de vallée ce qui peut s'écrire :

$$\text{Conditions d'oscillation} \quad \begin{cases} \frac{V_{BB} - V_P}{R_T} > I_P \\ \frac{V_{BB} - V_V}{R_T} < I_V \end{cases}$$

Dans le cas d'emploi, pour charger le condensateur, d'une source à courant constant, il faudra que :

$$I_P < I < I_V$$

pour qu'une oscillation puisse s'entretenir.

Stabilisation du point de pic

Le paramètre du transistor unijonction le plus sensible à la température est la tension de diffusion de la diode d'émetteur, le rapport intrinsèque ne variant pratiquement pas avec celle-ci (ni du reste avec la tension d'alimentation). Le point de pic, pour lequel l'UJT s'amorce étant égal à $\eta V_{BB} + V_D$, ce sont les variations de V_D qu'il faut compenser. C'est le rôle de la résistance R_{B2} car la résistance interbase augmentant avec la température, la chute de tension aux bornes du barreau va également croître avec ce paramètre et compenser la diminution de V_D . La formule qui permet de calculer R_{B2} en fonction de la résistance interbase R_{BB} est :

$$R_{B2} = K \cdot R_{BB} / V_{\text{alim}}$$

Attention ! Il est important de ne pas confondre V_{alim} avec V_{BB} qui est la tension présente effectivement aux bornes du barreau, et c'est en jouant sur les variations de cette dernière tension (du fait de la présence de R_{B2}) que l'on compense les variations de V_D .

La valeur de K peut varier entre 0,4 et 0,7. Si le montage est appelé à fonctionner dans toute la gamme des températures permises (-60 à 140°C) on prendra $K = 0,7$ valeur avec laquelle la stabilité en température sera de l'ordre

de $\pm 3,5 \%$. Pour une gamme plus restreinte (-40 à 100°C), on pourra prendre $0,4$ et on obtiendra une stabilité de $\pm 2 \%$. Avec une résistance R_{B2} ajustable, et dans la gamme de 0 à 100°C , il est possible, par un réglage judicieux de cette résistance, d'obtenir une stabilité meilleure que $0,25 \%$.

Modes de synchronisation

Comme tous les oscillateurs à relaxation, le relaxateur à UJT se synchronise bien sur un signal extérieur. On a le choix entre trois possibilités :

- Faire atteindre la tension de pic prématurément en appliquant des impulsions positives à l'émetteur ;
- Diminuer la tension interbase soit en appliquant des impulsions négatives à la base B_2 , soit en appliquant des impulsions positives à la base B_1 .

Quelques montages pratiques

L'un des inconvénients du relaxateur à transistor unijonction est que la rampe produite « sort » à haute impédance. Par ailleurs nous avons vu que ce qui limite son emploi du côté des fréquences basses est que le courant de charge du condensateur doit obligatoirement être supérieur au courant de pic de l'UJT. On peut très bien palier d'un seul coup à ces deux inconvénients en faisant appel à un transistor à effet de champ monté en drain commun et placé entre le condensateur et l'émetteur de l'UJT. Il faut alors obligatoirement faire appel à un transistor auxiliaire (voir ci-dessus) pour décharger le condensateur. Le signal de sortie est alors prélevé sur la source du TEC (fig. VII-31 a).

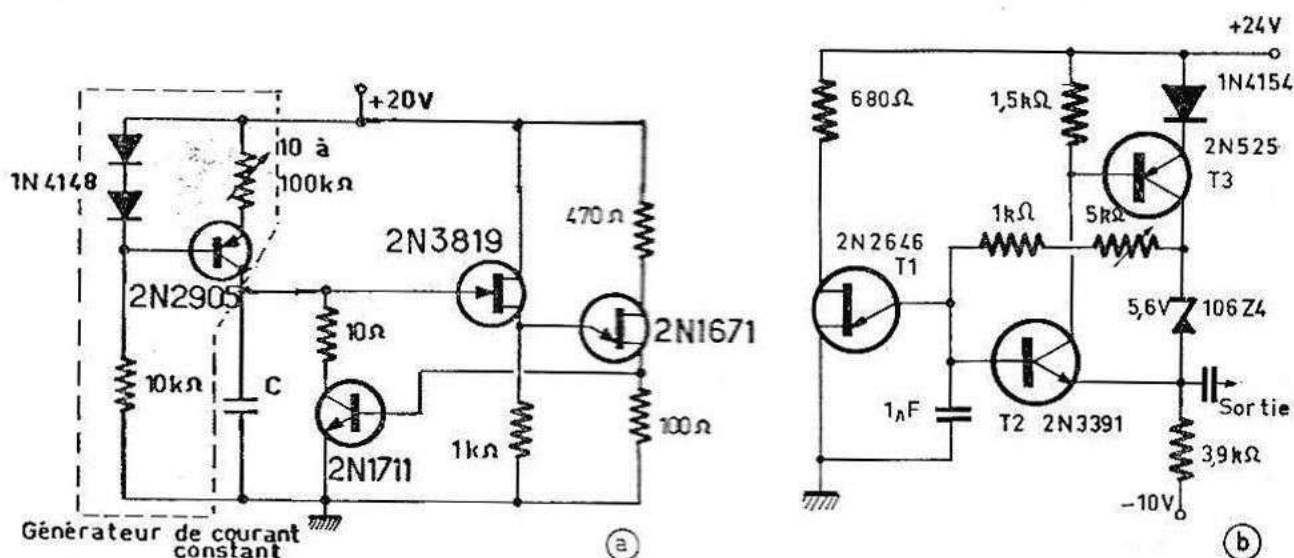


FIG. VII-31.

Le montage bootstrap peut également être utilisé par la charge du condensateur, nous en avons vu un exemple à la figure VII-20, nous en donnons un autre exemple à la figure VII-31 b.

En chargeant le condensateur C_T d'un relaxateur à UJT non plus en continu mais au moyen d'impulsions positives on peut obtenir un signal en marches d'escalier.

La figure VII-32 *a* donne le schéma de principe de ces montages : le condensateur C_T est chargé, à travers une diode à très faible courant inverse, à l'aide d'impulsions qui peuvent très bien être des arches de sinusoïde. La tension s'élève donc aux bornes de ce condensateur par paliers, dont le nombre dépend de l'amplitude des impulsions d'entrée, ainsi que de la constante de temps $R_T \cdot C_T$.

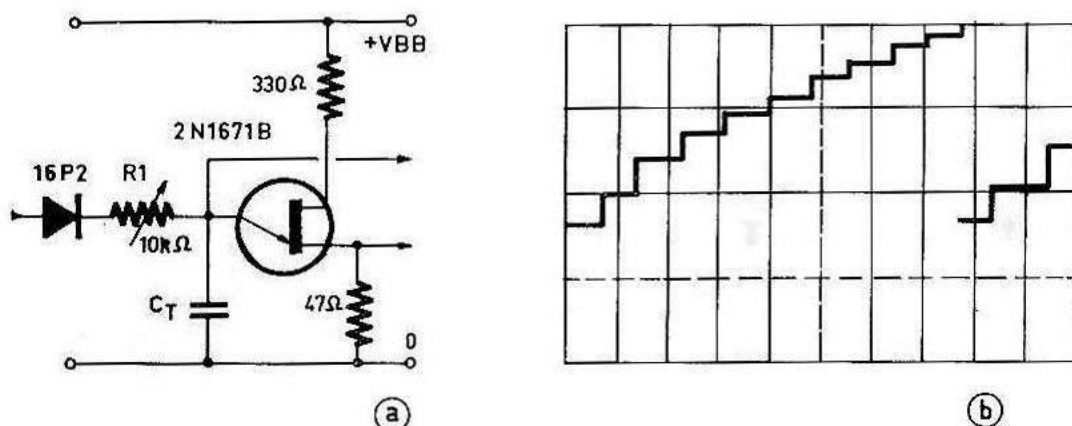


FIG. VII-32.

Ce montage présente l'inconvénient, du fait de la charge exponentielle du condensateur, de fournir un signal dont les marches ne sont pas de hauteur égale, les dernières étant assez « tassées » (fig. VII-32 *b*) ; de ce fait, utilisé en diviseur de fréquence, il risque de provoquer des incertitudes pour les rapports élevés de division. Par exemple, un diviseur, réglé pour un rapport de dix, risque, de temps en temps, de déclencher pour neuf ou onze impulsions d'entrées.

D'autre part, le prélèvement de la tension en marches d'escalier doit être effectué sous impédance élevée. Ces deux inconvénients sont évités en ayant recours à une charge du condensateur à courant constant afin d'obtenir des marches de hauteur régulière et par l'emploi de montages du type bootstrap (fig. VII-33 *a* et *b*) ou à un TEC en drain commun (*c*) pour le prélèvement de la tension en escalier.

Le montage de la figure VII-34 est un générateur de signaux triangulaires basé sur un principe analogue à celui du générateur de rampes de la figure VII-31 *a*.

Le condensateur C est chargé à courant constant par le transistor T_1 . La tension aux bornes de ce condensateur est reproduite sur l'émetteur du transistor T_4 monté en collecteur commun. Lorsque cette tension atteint la tension de pic de l'UJT, ce dernier s'amorce, donnant naissance aux bornes de sa résistance de base 1, à une impulsion positive qui, appliquée à la base de T_3 agissant comme un interrupteur, ferme le circuit de décharge à courant constant T_2 . Si l'on prend soin de régler le courant de ce second transistor sur une valeur double de celle du courant fourni par T_1 , le signal de sortie est un triangle symétrique. Lorsque la tension aux bornes de C a suffisamment décru pour que l'UJT cesse de conduire,

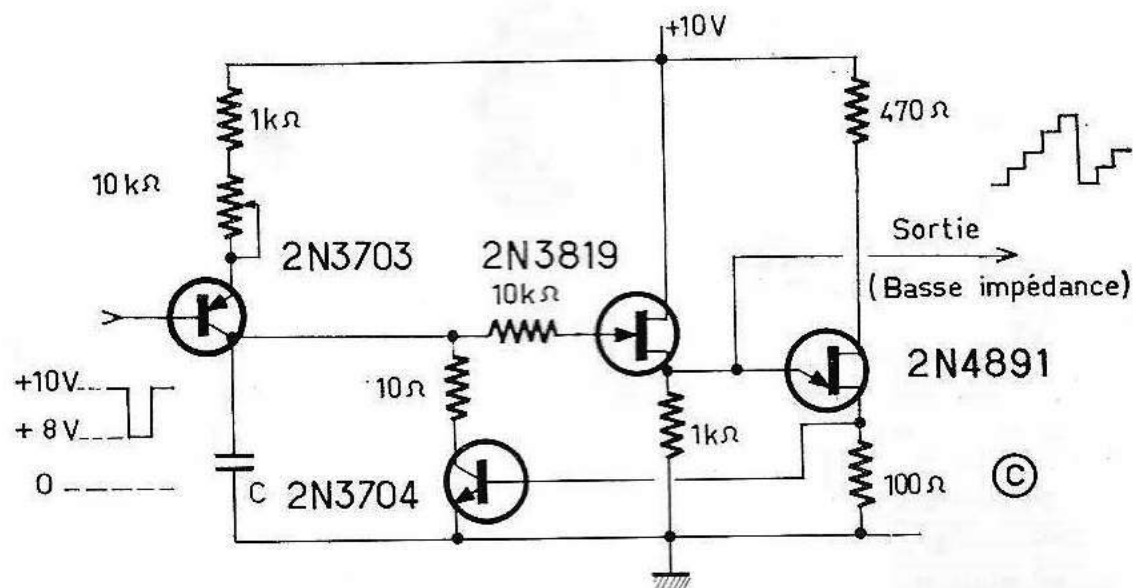
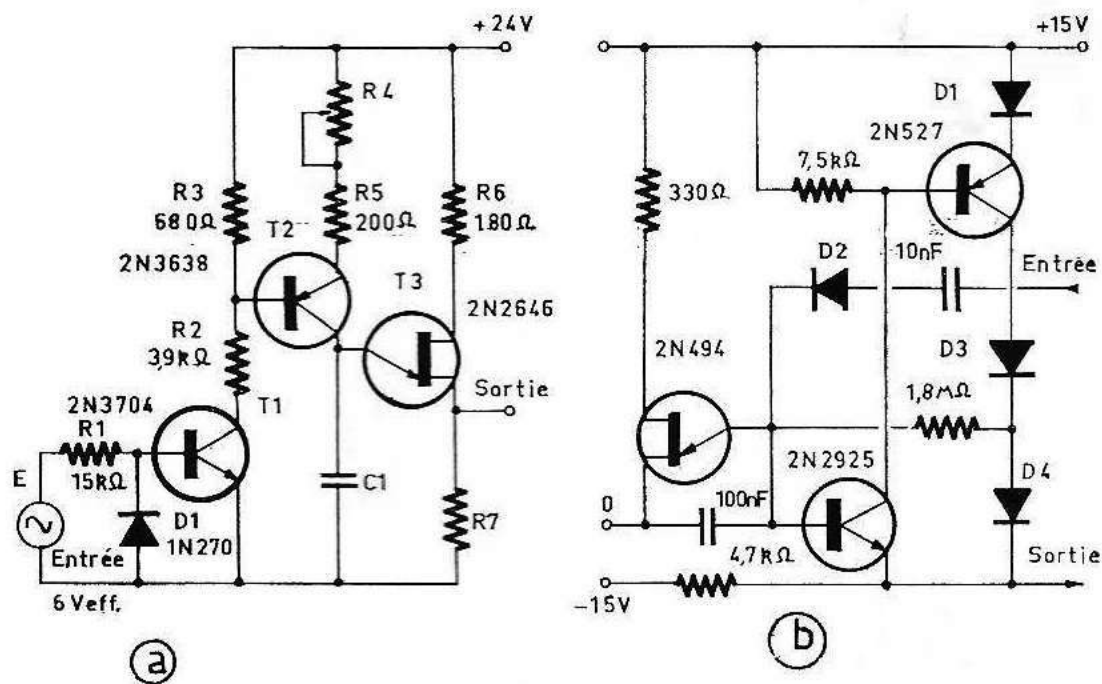


FIG. VII-33.

le transistor-interrupteur T_3 cesse également de conduire et le processus de charge reprend. Le cycle se poursuit alors comme indiqué initialement.

L'unijonction programmable (PUT) peut également être utilisé comme élément de décharge du condensateur. Il présente l'avantage d'avoir un temps d'amorçage beaucoup plus court que l'UJT (80 ns typique) et d'admettre un courant beaucoup plus important. Ces deux facteurs combinés permettent d'obte-

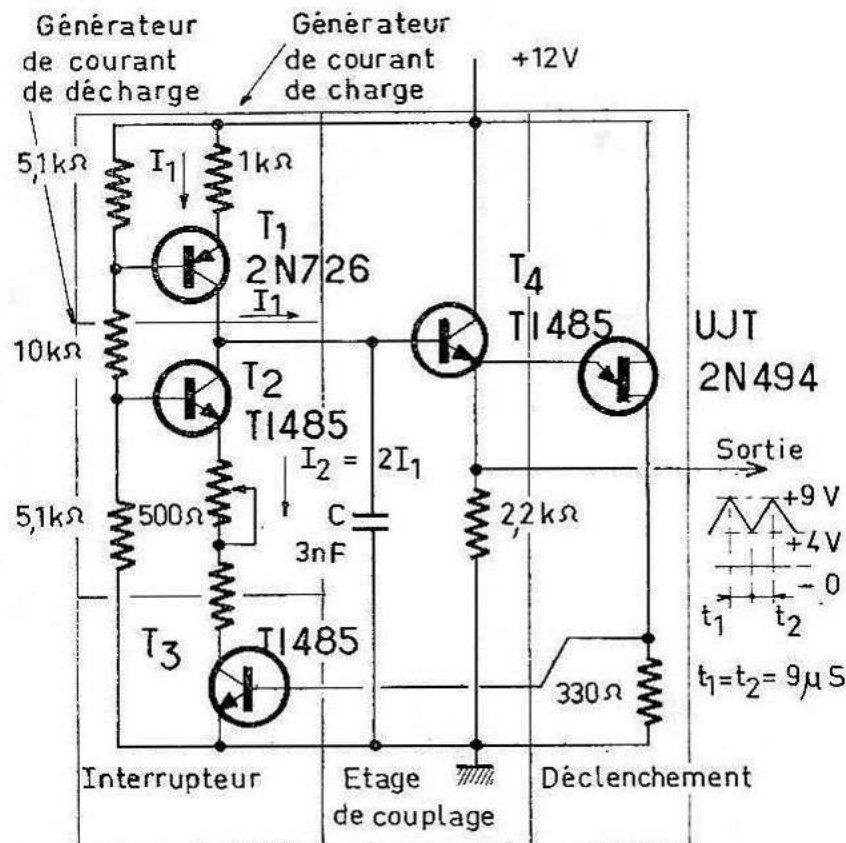


FIG. VII-34.

nir des temps de retour beaucoup plus brefs, surtout si, de plus, on ramène le montage à zéro au moyen d'un transistor bipolaire. En effet, ce qui limite la fréquence maximale d'oscillation des PUT, c'est leur temps de désamorçage. Ce dispositif étant en quelque sorte un thyristor inversé, il présente le même temps de désamorçage, soit environ 20 μ s, ce qui limite sa fréquence d'oscillation aux environs de 10 kHz. Une remise à zéro par transistor bipolaire, en dérivant une grande partie du courant de décharge du condensateur, permet de porter cette fréquence à 100 kHz environ.

Nous donnons à la figure VII-35 deux schémas d'utilisation du PUT dans des générateurs de signaux. Le premier *a* n'attire aucun commentaire particulier. Le second *b* est un ingénieux générateur de signaux triangulaires symétriques (temps de montée et de descente égaux). Il fonctionne par juxtaposition de dents de scie, au moyen d'un pont constitué par les diodes D_1 et D_2 et les résistances R_1 et R_2 . Une dent de scie est engendrée par le relaxateur à PUT et sa complémentaire est

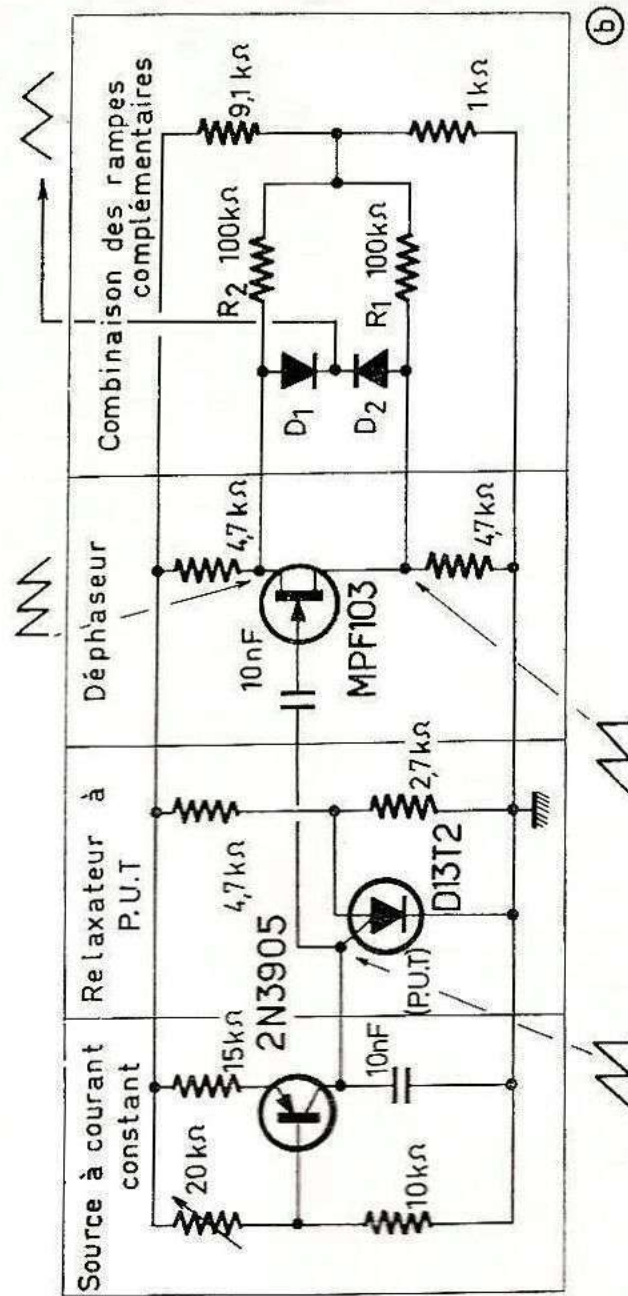
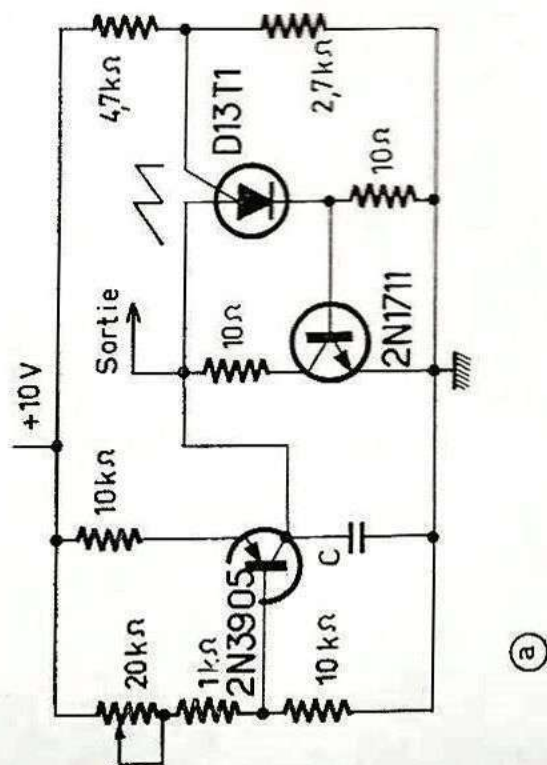


Fig. VII-35.



obtenue au moyen d'un déphaseur par transistor à effet de champ. La sortie étant à haute impédance, il faut lui adjoindre un étage de sortie par TEC, monté en drain commun si on désire la diminuer.

Les circuits de déclenchement à réaction : comparateurs et triggers

On peut résumer le schéma d'un générateur de signaux triangulaires au moyen du synoptique de principe de la figure VII-36. Un trigger, commandé par la tension de sortie d'un intégrateur, fournit deux niveaux de tension qui peuvent être ou non symétriques par rapport à la masse. Ces signaux, réinjectés à l'entrée de l'intégrateur, provoquent la charge et la décharge linéaire du condensateur. Nous verrons un peu plus loin que les tensions de charge et de décharge du condensateur peuvent être fournies par une source extérieure et être commutées par un système de portes analogiques commandées par la sortie du trigger. On dispose ainsi de la possibilité de commander la fréquence d'oscillation par une tension et, de ce fait, d'en obtenir la modulation en fréquence.

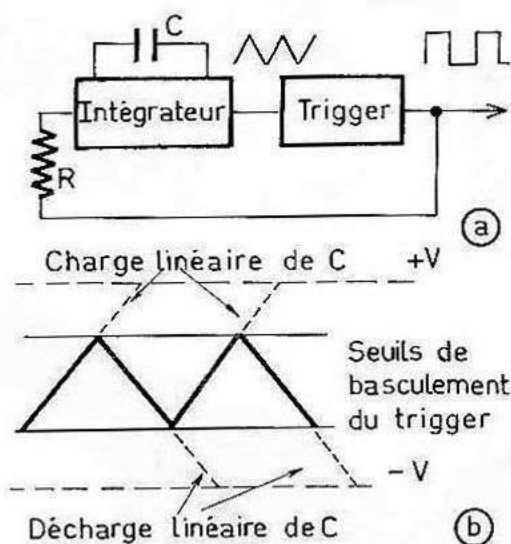


FIG. VII-36.

Quel que soit son mode d'utilisation, un bon trigger pour générateur de signaux triangulaires doit avoir les deux qualités suivantes :

- Il doit présenter des seuils de commutation aussi éloignés que possible de manière à obtenir une amplitude de signal suffisante ;

- Il doit fournir un signal de sortie aussi proche que possible du carré parfait : temps d'inversion aussi bref que possible (un temps d'inversion trop long se traduisant par un arrondissement des sommets des triangles) et une absence totale de surtension (overshoot) ce défaut se traduisant, au niveau du triangle par un petit décrochement à proximité des sommets, du plus mauvais effet (fig. VII-37).

Ces deux conditions mettent hors jeu le classique trigger à deux transistors couplés par les émetteurs dont les seuils de basculement sont généralement trop rapprochés pour fournir des signaux triangulaires d'amplitude suffisante. De plus, les temps de montée et de descente des signaux fournis par ce montage sont souvent très différents. Par ailleurs, si l'impédance de sortie d'un intégrateur du type « Miller » est généralement faible, il en va tout autrement des montages à charges par transistor à courant constant. Ces montages doivent être suivis par des triggers à haute impédance d'entrée, ce qui n'est généralement pas le cas pour le trigger classique.

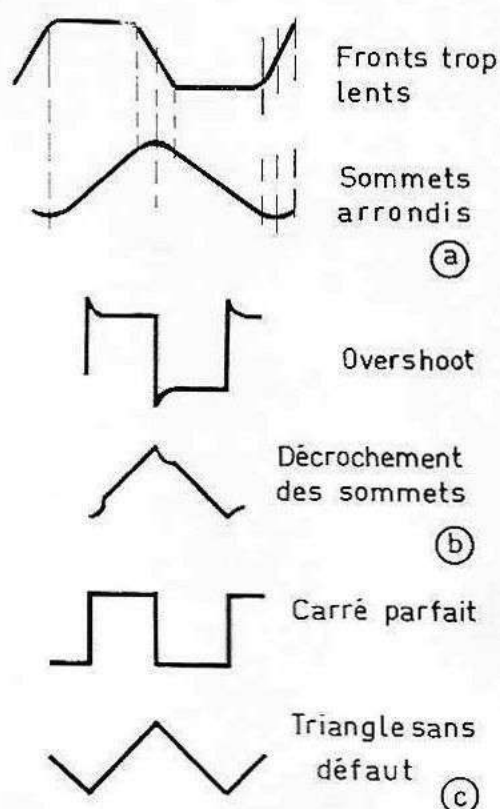
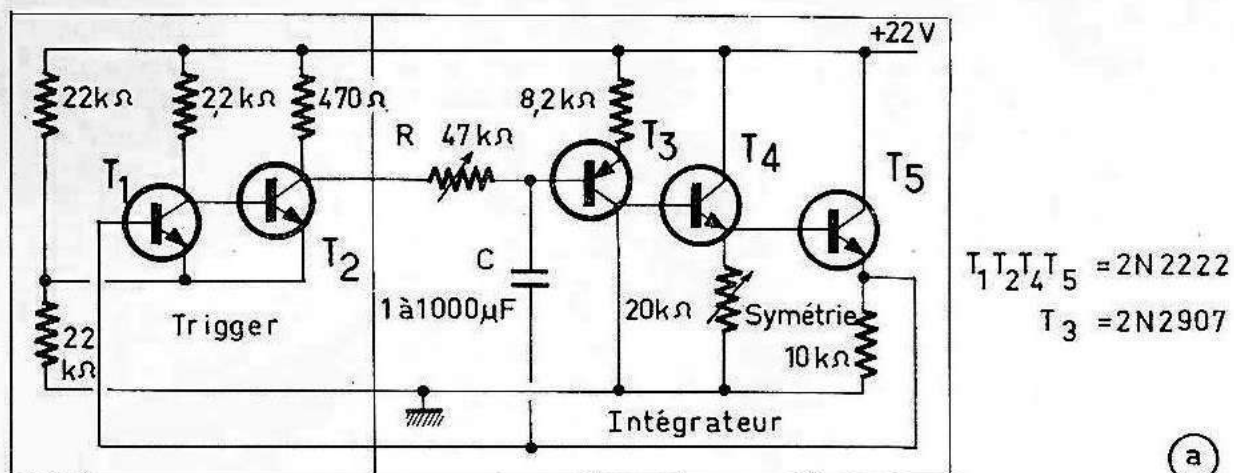


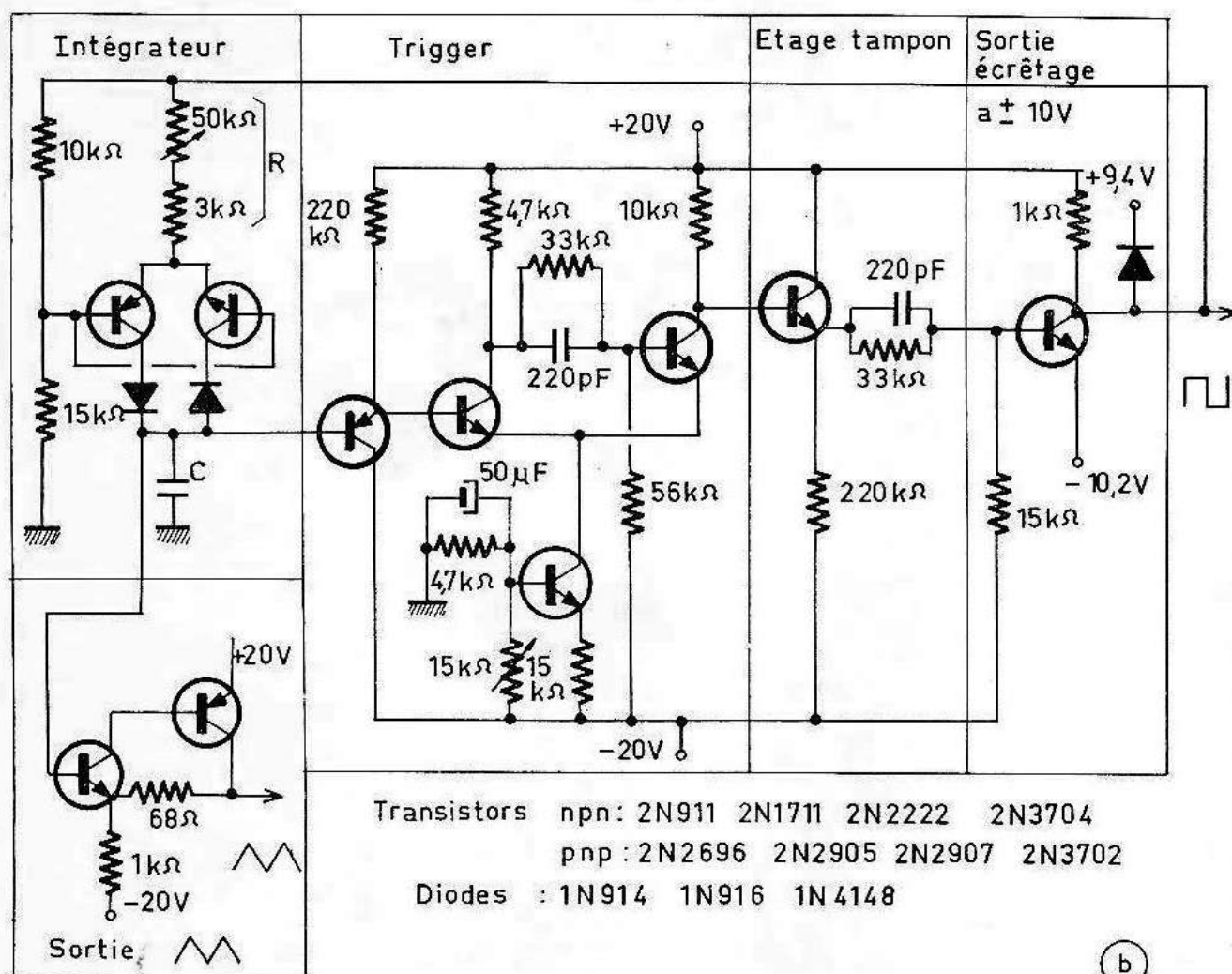
FIG. VII-37.

Au moyen de quelques perfectionnements (augmentation de l'impédance d'entrée et éloignement des seuils de commutation) il est cependant possible de conférer à ce montage les qualités nécessaires à son emploi dans les générateurs de triangle.

Nous en voulons pour preuve les deux schémas de la figure VII-38. Dans le premier (a) prévu pour fonctionner dans la gamme des basses et très basses fréquences (0,01 Hz à 400 Hz environ), l'augmentation de l'impédance d'entrée du trigger est obtenue en ramenant les émetteurs au point milieu d'un pont de résistances relativement élevées par rapport à celles de charge des collecteurs. Les seuils éloignés et le basculement rapide sont obtenus par le choix des faibles valeurs des résistances de collecteur et le rapport assez élevé (4/1) de ces valeurs. L'intégrateur est un Miller qui met en œuvre un amplificateur à courant continu à trois



(a)



(b)

FIG. VII-38.

étages : un collecteur commun d'entrée (haute impédance d'entrée), un étage de gain monté en émetteur commun, et un collecteur commun en sortie pour obtenir une basse impédance de sortie.

Plus élaboré, le second montage (b) fournit un signal triangulaire symétrique par rapport à la masse de $\pm 2,5$ V environ. Il met en œuvre un dispositif de charge et de décharge du condensateur C par sources à courant constant équipées de transistors complémentaires (fig. VII-8).

Le trigger mérite de retenir toute notre attention. Nous y trouvons, en entrée, un pseudo-Darlington à transistors complémentaires pour une haute impédance d'entrée. La version à transistors complémentaires a été choisie parce que, dans ce montage les V_{BE} des transistors se compensent ; la résistance de charge des émetteurs du trigger est remplacée par une source à courant constant dont le réglage (potentiomètre de 15 k Ω) détermine à la fois l'amplitude du triangle et sa symétrie par rapport à la masse (avec les valeurs du schéma, c'est pour une amplitude de 5 V de crête à crête qu'est obtenue la meilleure symétrie tant par rapport à la masse que du point de vue temps de montée et de descente). Pour obtenir un temps d'inversion bref du signal carré de sortie, ainsi qu'une absence totale d'« overshoot », ce signal est écrêté à ± 10 V par un transistor fonctionnant en inverseur avec une tension d'émetteur inférieure à la tension générale d'alimentation du montage (écrêtage des alternances négatives), les alternances positives étant écrêtées au moyen d'une diode ramenée à +9,4 V (pour tenir compte des 0,6 V de chute de tension aux bornes de ladite diode). Cette disposition ayant de plus l'avantage de diminuer le temps de descente du signal par saturation évitée du transistor de sortie. Il est à noter, au passage, que ce mode d'écrtage est bien supérieur à celui mettant en œuvre des diodes Zener, montées tête-bêche, dont la capacité de jonction non négligeable ralentit les temps de montée et de descente du signal. Ce montage est capable de fournir des signaux triangulaires remarquablement « propres » dans une gamme étendue de fréquences (0,01 Hz à 200 kHz environ).

L'amplificateur opérationnel peut être aisément utilisé comme trigger, avec les avantages suivants :

— Les seuils de basculement sont obligatoirement symétriques par rapport à la masse et peuvent être éloignés l'un de l'autre dans de grandes proportions. C'est le rapport de division du pont résistant de réaction qui détermine les valeurs de ces seuils.

... Mais, malheureusement, avec les inconvénients ci-dessous :

— Les amplificateurs opérationnels à faible prix ont généralement un « slew rate » assez faible qui limite la fréquence maximale d'oscillation. Nos essais nous ont prouvé que cette fréquence se situe vers 10 à 20 kHz pour le 741 et 40 à 50 kHz pour le 709. Il faut alors utiliser des amplificateurs à « slew rate » élevé (715 par exemple) dont le prix, bien qu'encore abordable, est cependant prohibitif pour une réalisation économique.

Le signal de sortie du trigger devant être en phase avec le signal triangulaire, on dispose de différents moyens d'attaque de l'intégrateur :

— Attaquer l'entrée non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel, monté en trigger, à travers une résistance qui forme avec celle de réaction le pont diviseur d'ajustage des seuils (fig. VII-39 a) ;

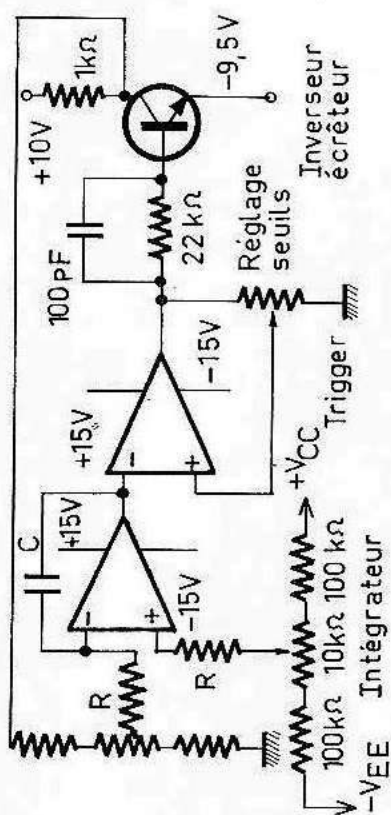
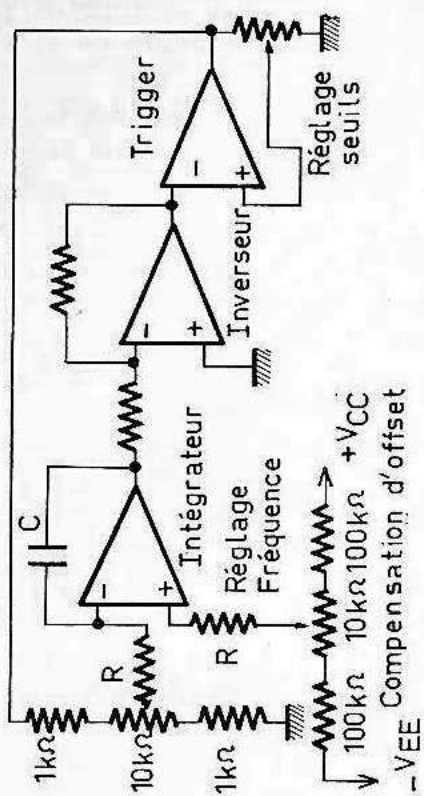
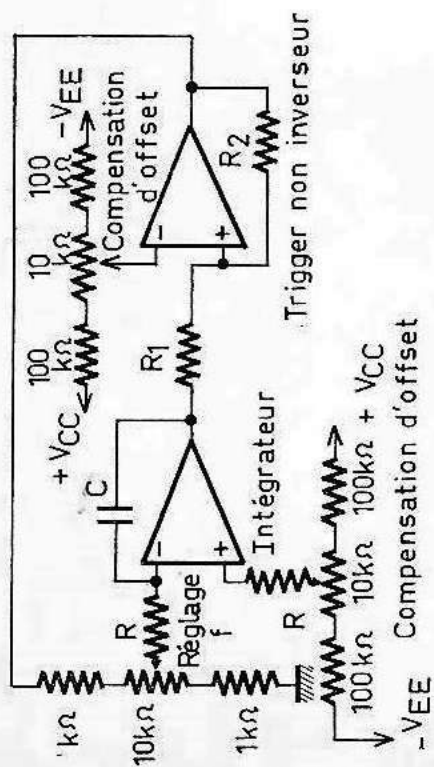


Fig. VII-39.

— Attaquer le trigger par l'entrée inverseuse à travers un amplificateur inverseur à faible gain qui fournit, en plus de l'inversion recherchée, un premier écrêtage (fig. VII-39 b) ;

— Ecrêter le signal de sortie du trigger au moyen d'un étage inverseur à saturation évitée et alimentation de l'émetteur sous une tension inférieure à l'amplitude du signal de sortie du trigger (fig. VII-39 c).

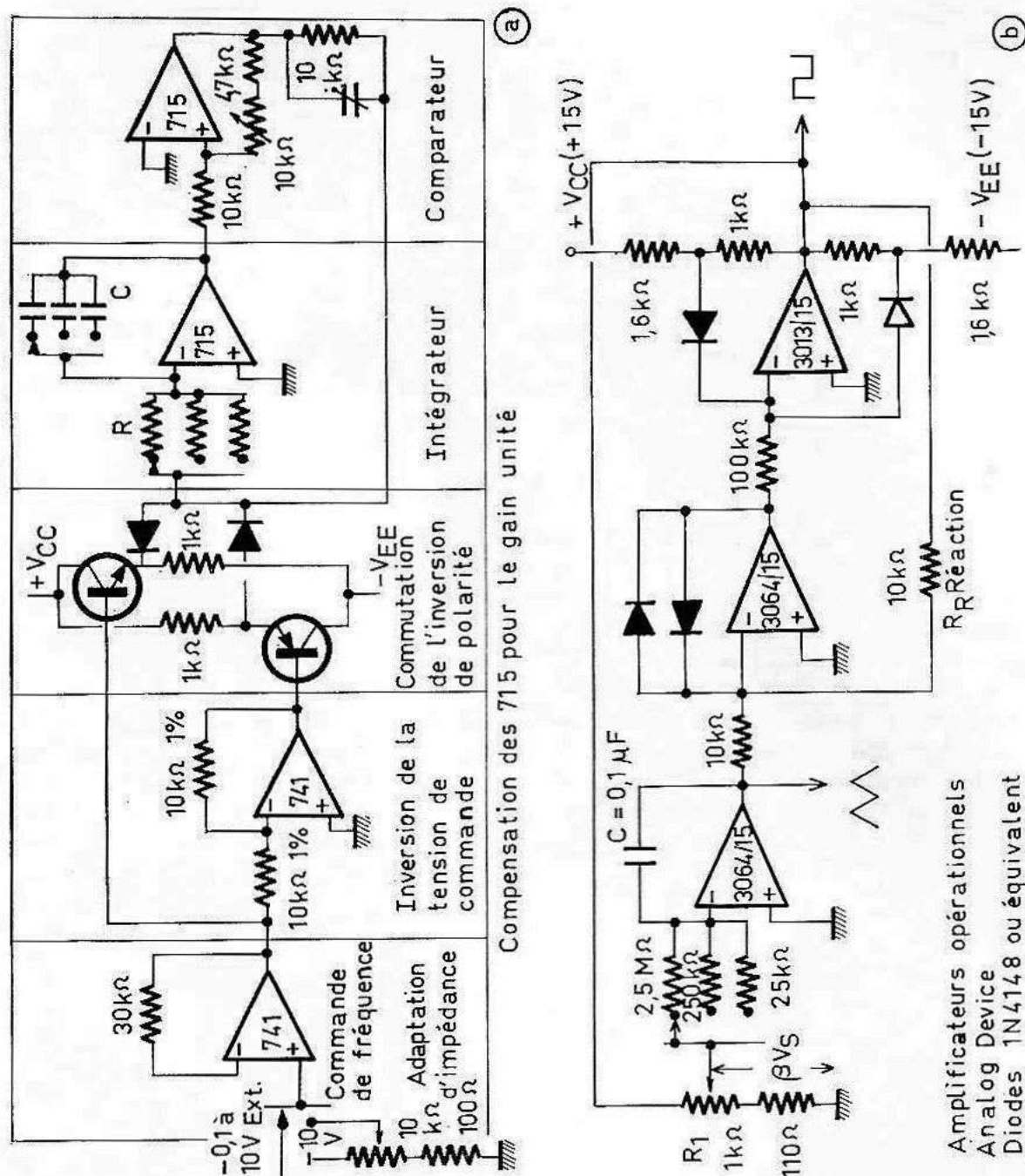


FIG. VII-40.

Nous reproduisons à la figure VII-40 deux montages pratiques correspondant aux deux premiers procédés.

Le premier est un générateur modulable en fréquence au moyen d'une tension extérieure variable entre 0,1 et 10 V, ce qui donne un rapport des fréquences extrêmes de 1/100. Cette tension est appliquée à l'entrée d'un premier amplificateur opérationnel monté en suiveur pour l'adaptation d'impédances. Un second amplificateur inverseur, à gain unité, permet d'obtenir une tension de même valeur que celle d'entrée mais de polarité opposée. Deux étages à collecteur commun sont montés en tampon entre les sorties de ces deux amplificateurs opérationnels et le dispositif de commutation à diodes commandé par la sortie du trigger. La tension de sortie de celui-ci étant supérieure en valeur absolue (± 12 V) à celle de modulation (± 10 V au maximum), lorsque la sortie du trigger est à $+12$ V la diode correspondant au $+0,1$ à 10 V est bloquée, celle qui est raccordée au $-0,1$ à 10 V conduit et c'est cette tension qui apparaît à l'entrée de l'intégrateur.

Le second montage (b) met en œuvre deux écrêteurs par amplificateurs opérationnels montés en cascade pour l'obtention du signal carré. Une résistance de réaction R_R ramène une fraction de signal de sortie du second à l'entrée du premier pour accélérer le basculement d'un état dans l'autre. C'est le taux β de la tension de sortie du trigger, prélevée sur le curseur du potentiomètre R_1 qui, pour une valeur donnée de la constante de temps R-C, détermine la fréquence d'oscillation du montage. Avec les valeurs du schéma, les fréquences obtenues s'échelonnent, en trois gammes, entre 0,1 et 1 000 Hz. Cette fréquence est donnée par la relation :

$$f = \beta/4 R \cdot C.$$

L'amplificateur différentiel, associé à un circuit de réaction, peut également être utilisé pour provoquer l'inversion de la polarité de la charge du condensateur. C'est, par exemple, le cas pour le montage de la figure VII-41, essentiellement constitué par deux transistors (T_3 et T_4) montés en paire à longue queue et alimentés en courant constant par le transistor T_6 (un 2N3643) ; le transistor de sortie T_4 constitue avec le transistor complémentaire T_2 un circuit à réaction. La charge et la décharge à courant constant du condensateur est assurée par les deux transistors à courant constant T_1 et T_3 dont le second absorbe un courant moitié de celui fournit par T_1 . La tension de référence de l'amplificateur différentiel est fournie par le diviseur constitué par la résistance R_9 et l'ensemble R_3 - R_5 (potentiomètre 5 k Ω pour réglage d'amplitude et résistance talon de 2,2 k Ω). Supposons qu'à l'origine T_2 et T_4 soient conducteurs ; la tension de sortie est :

$$+V = \frac{15 \text{ V } (R_3 + R_5)}{R_3 + R_5 + R_9}$$

Le transistor à courant constant T_1 est conducteur et la tension aux bornes du condensateur s'élève jusqu'à $+V$. Lorsque cette tension est très légèrement dépassée, l'état de l'amplificateur différentiel s'inverse ; inversion qui est accélérée par le phénomène de réaction dû au couplage de T_2 et T_4 . Le transistor à courant constant T_1 va cesser de conduire et le condensateur se décharger à travers T_5 . Si l'on a pris soin de bien régler le courant de T_5 à une valeur exactement égale à la moitié de celle du courant fournit par T_1 , on obtient un signal triangulaire parfaitement symétrique. Ce montage présente l'inconvénient de ne pouvoir fonc-

tionner qu'à fréquence fixe, aucun moyen simple n'étant prévu pour un réglage fin de la fréquence. Par commutation du condensateur C, il est capable de fonctionner entre 0,01 Hz et 200 kHz.

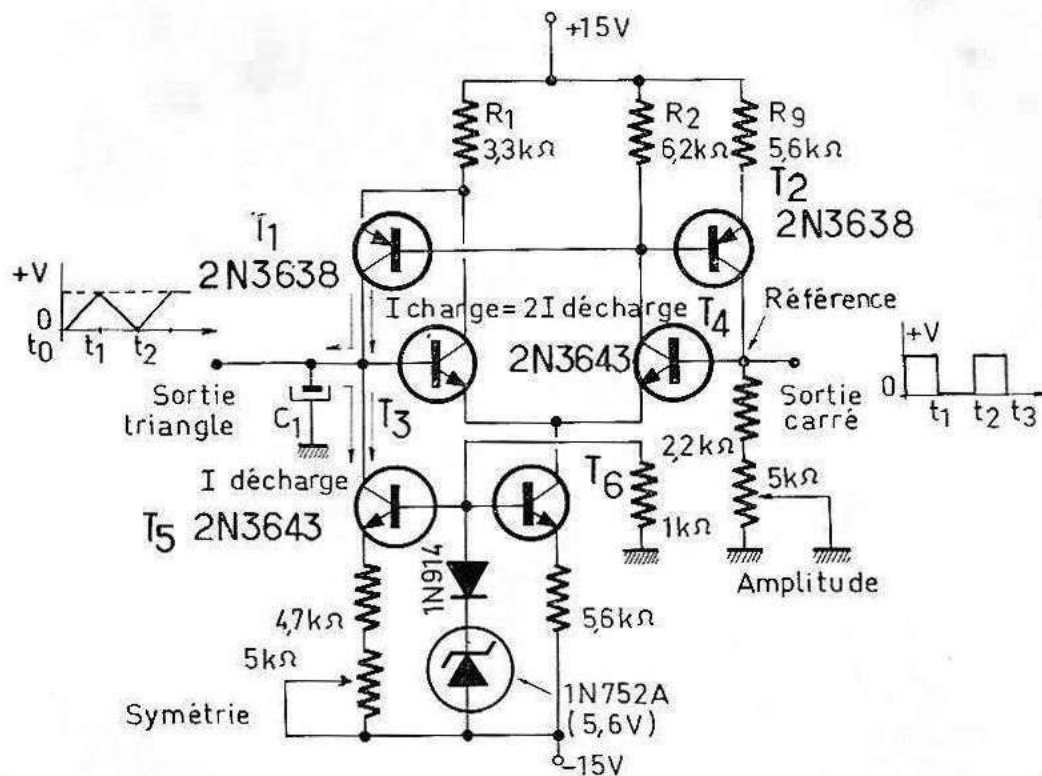


FIG. VII-41.

Très performant, bien qu'économique, le montage de la figure VII-42 mérite de retenir toute notre attention. Le condensateur C est chargé et déchargé à courant constant alternativement par les transistors T_4 et T_6 faisant chacun partie d'un amplificateur différentiel ; ces deux transistors se commandent réciproquement.

Supposons qu'à l'origine T_5 soit conducteur ; sa résistance de collecteur étant également celle de base de T_4 , ce dernier fonctionne à courant constant et charge le condensateur C_1 selon une polarité positive. Pendant ce temps, T_3 et T_6 sont bloqués. Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint :

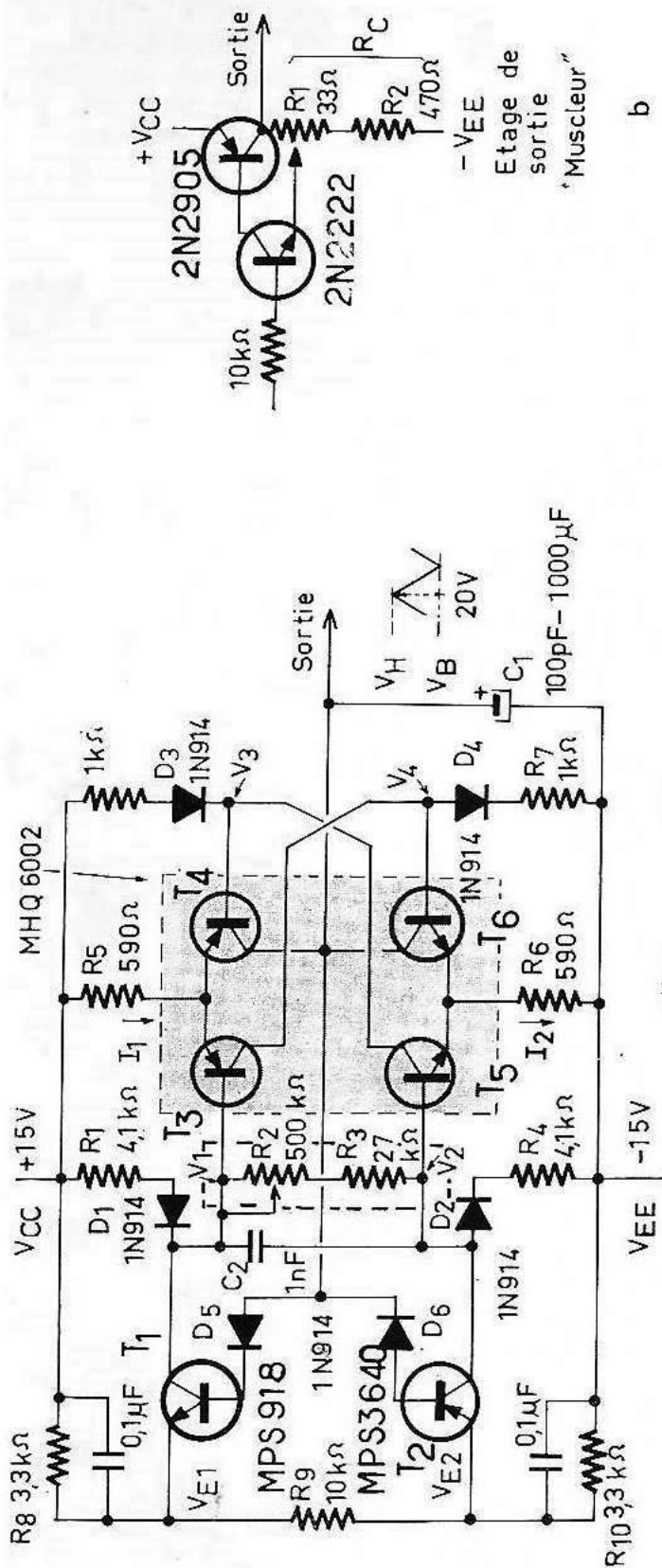
$$V_H = V_{E1} + V_{BE} + V_{D5}.$$

V_{E1} : potentiel de l'émetteur de T_1 fixé par la chaîne de résistances, R_8 , R_9 , R_{10} .

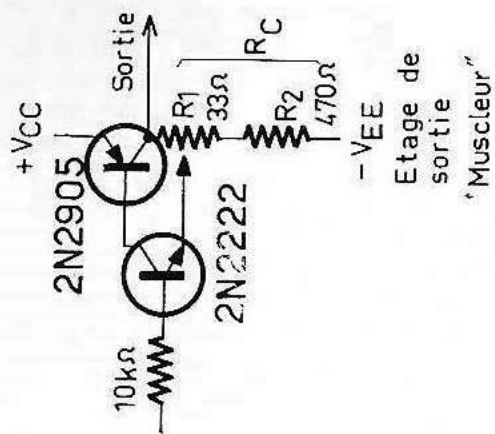
V_{BE} : tension base-émetteur de T_1 .

V_{D5} : tension de diffusion de la diode D_5 ,

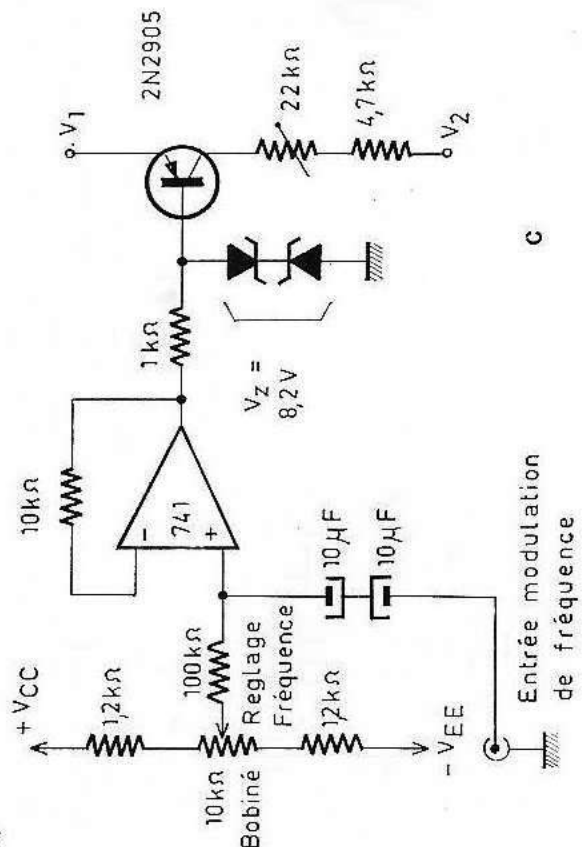
le transistor T_1 se met à conduire, créant aux bornes de R_1 une chute de tension qui rend T_3 conducteur tandis que le front de montée de l'impulsion négative ainsi engendrée, transmis à travers C_2 à la base de T_5 , provoque simultanément le blocage de ce transistor. Maintenant l'état est le suivant : T_3 et T_6 conducteurs,



a



b



c

FIG. VII-42.

T_4 et T_5 bloqués. Le condensateur C_1 va donc se décharger à courant constant à travers T_6 jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne $V_B = V_{E2} + V_{B2} + V_{D6}$ ce qui provoque une nouvelle inversion du courant dans le condensateur. C'est la tension aux bornes de l'ensemble de résistances $R_2 + R_3$ qui détermine la fréquence d'oscillation du montage. On peut donc faire varier cette fréquence en agissant sur la valeur de l'une des résistances de la chaîne R_1, R_2, R_3, R_4 , en l'occurrence sur celle de R_2 . Le montage oscille tant que les tensions de base V_1 et V_2 des transistors T_3 et T_5 sont respectivement plus grande que V_{E1} et plus petite que V_{E2} (et réciproquement dans l'autre phase du basculement). Le rôle des diodes D_1 à D_4 n'est autre que de compenser les variations des V_{BE} des transistors des amplificateurs différentiels et assurer au montage une bonne stabilité en fonction de la température. L'amplitude du signal de sortie est déterminée par la chute de tension aux bornes de R_9 . On dispose donc là d'un moyen d'ajuster cette amplitude, mais malheureusement ce réglage agit également sur la fréquence. Avec les valeurs du schéma, le montage oscille entre 0,01 Hz pour $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$ et $C_1 = 1\,000 \text{ }\mu\text{F}$ et 2 MHz pour $R_2 = 0$ et $C_1 = 100 \text{ pF}$.

Nous avons personnellement réalisé le montage avec des transistors discrets : 2N2222 pour les npn et 2N2907 pour les pnp, soigneusement appariés. Il s'est révélé d'un fonctionnement très sûr et d'un réglage très souple. Ces transistors ayant une fréquence de coupure inférieure à celle offerte par ceux du montage original, nous sommes parvenus, avec des tensions d'alimentation de $\pm 12 \text{ V}$ et R_9 réglée pour une tension de sortie de $\pm 5 \text{ V}$, à le faire osciller entre 0,1 Hz pour $C_1 = 220 \text{ }\mu\text{F}$ et 200 kHz pour $C_1 = 2,2 \text{ nF}$. Notons que le point où est ramené le pied de C_1 ($+V_{CC}$, $-V_{EE}$ ou masse) est tout à fait indifférent. L'avantage qu'il y a à ramener ce condensateur au $-V_{EE}$ ou au $+V_{CC}$ est que, dans les deux cas, il est très possible, pour les fréquences très basses, d'utiliser des condensateurs « chimiques » polarisés — à faible courant de fuite naturellement (tantale).

Contrairement aux autres montages, celui-là ne délivre pas de signaux carrés de grande amplitude, ceux recueillis aux bornes de R_1 ou R_4 n'ayant pas une amplitude supérieure à 1 V de crête à crête. Ce n'est pas un réel handicap ; et, dans un générateur de fonctions, cela peut même être un avantage puisque, par l'emploi d'un trigger à seuil de basculement réglable, on peut obtenir des signaux rectangulaires à rapport cyclique réglable entre 1 et 99 %. A noter toutefois que le trigger doit présenter une haute impédance d'entrée (entrée par collecteur commun ou FET).

Dernière remarque concernant ce montage, la sortie s'effectuant à haute impédance, il est souhaitable de le coupler aux étages suivants à travers un étage à haute impédance d'entrée. Notre choix s'est porté sur le montage « compound » baptisé « muscleur » par J.-P. Oehmichen. Ce montage présente de nombreux avantages :

- Impédance d'entrée de l'ordre de $3 \text{ M}\Omega$;
- Réglage à volonté du gain, par le jeu de R_1 , à une valeur exactement égale à l'unité ou bien compensation exacte du décalage (offset) introduit par le V_{BE} du transistor d'entrée.

Il est nécessaire, lorsque la source ou la charge présentent une forte composante capacitive — et c'est ici le cas — d'insérer une résistance de quelques dizai-

nes de kilohms en série avec l'entrée pour en éviter la tendance à l'oscillation en très haute fréquence.

Nous avons également apporté une légère amélioration au montage original pour en permettre la commande par une tension (modulation en fréquence) qui présente l'avantage de remplacer le potentiomètre de réglage de fréquence de $500\text{ k}\Omega$ — difficile à trouver et, de plus, fort cher lorsque l'on désire une linéarité de sa courbe à mieux que 1% — par un modèle bobiné de quelques kilohms, beaucoup moins cher pour la linéarité souhaitée.

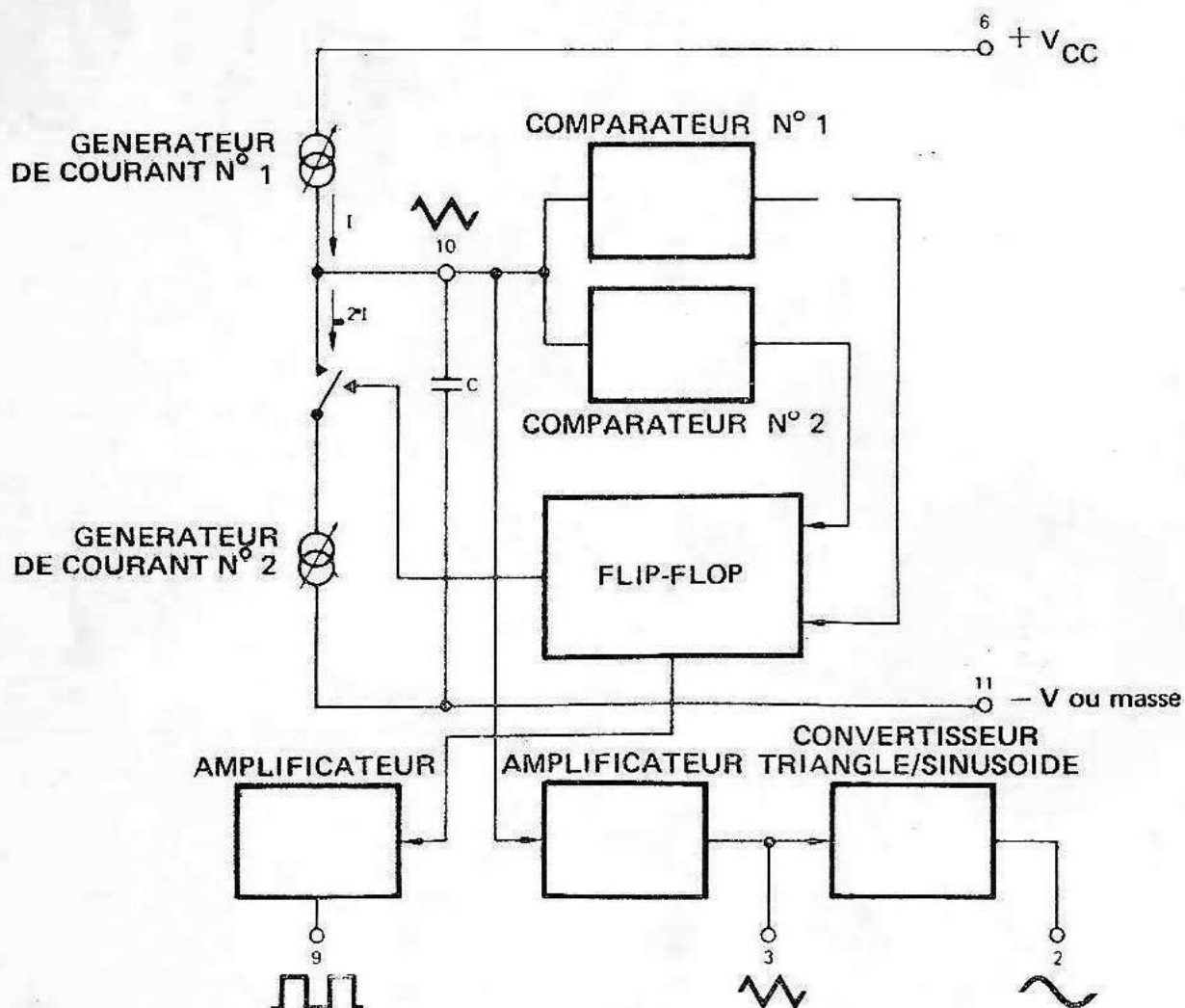


FIG. VII-43b.

Cette amélioration consiste en le remplacement du potentiomètre précité par un transistor fonctionnant en source de courant et commandé par la tension de sortie d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur de tension (fig. VII-42 c).

Depuis une date assez récente, il a été mis sur le marché des circuits intégrés faisant fonction de générateur de signaux triangulaires, ils comportent généralement en plus un conformateur qui les rend aptes à produire également des signaux sinusoïdaux.

Nous reproduisons à la figure VII-43 les schémas de la partie « Générateur

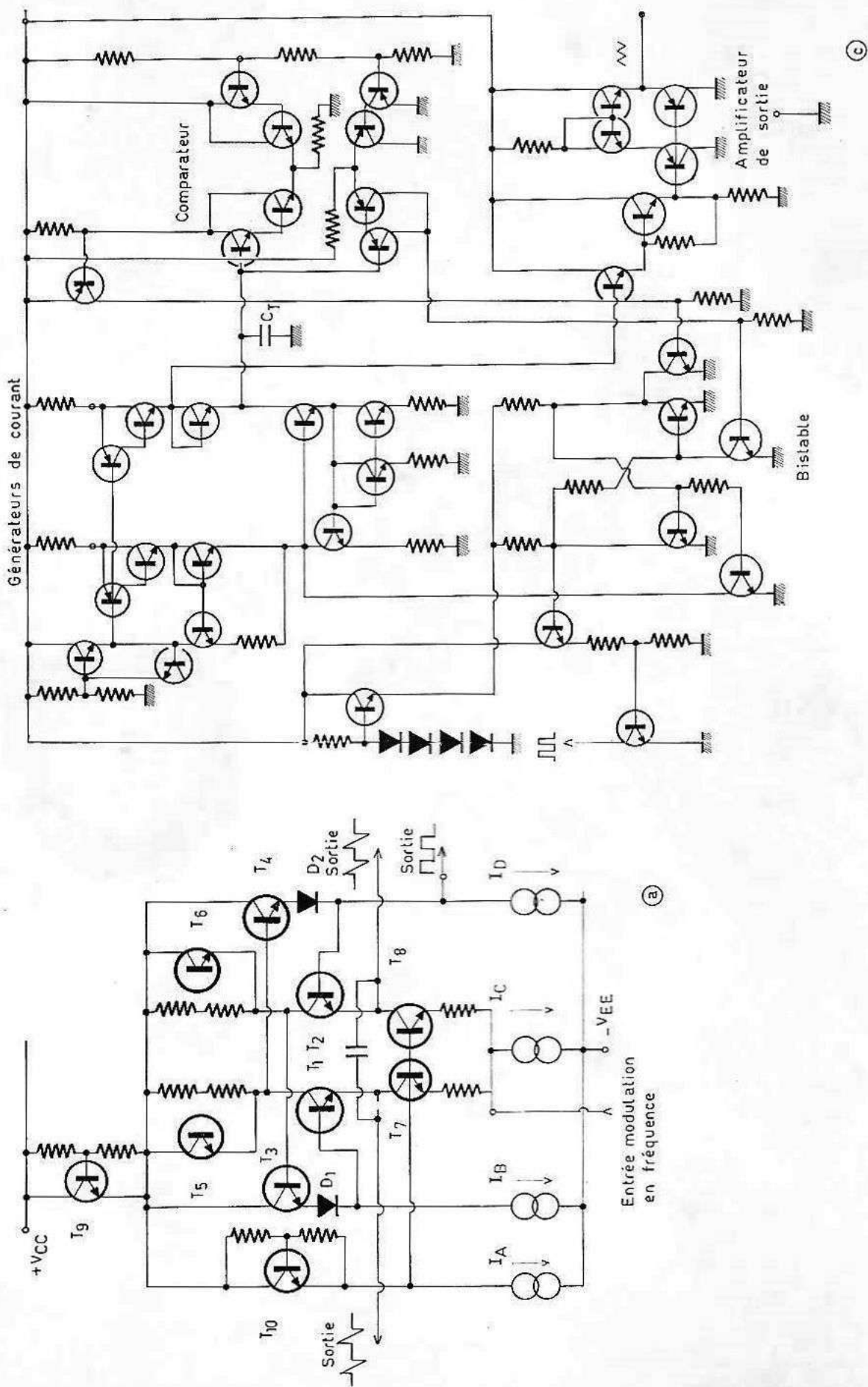


FIG. VII-43.

de signaux triangulaires » de deux de ces circuits. Le premier (a) (XR-205 Exar) met en œuvre un multivibrateur à couplage par les émetteurs dont les résistances d'émetteurs ont été remplacées par des sources à courant constant. Les signaux recueillis sur les émetteurs sont des rampes complémentaires qui, associées au moyen d'un amplificateur différentiel — non figuré sur le schéma — reconstituent un signal triangulaire.

Le second (b) est le synoptique du circuit intégré 8038 Intersil. Il comporte deux sources à courant constant qui chargent et déchargent alternativement le condensateur C_T . La tension aux bornes de ce dernier est mesurée par deux comparateurs dont les sorties commandent le basculement d'un bistable chargé d'assurer la commutation des sources à courant constant. Le schéma de principe de ce générateur est reproduit à la figure VII-43 c.

ANNEXE

Oscillateur " Sinus-Cosinus " triangulaire

Nous relevons dans le numéro de novembre 1978 d'Electronics le schéma, que nous reproduisons à la figure VII-44, d'un oscillateur carrés-triangles fournissant des signaux déphasés de $\pi/2$. Il est constitué par deux montages classiques Intégrateur-Comparateur (voir figure VII-36) qui « se mordent la queue ». Il met en œuvre un quadruple ampli. op. (un TL 084 Texas Instruments doit être parfait dans ce genre d'usage : étant un « BiFet » il présente une impédance d'entrée très élevée). L'examen du schéma et du diagramme de fonctionnement qui l'accompagne nous semble suffisant pour en saisir le fonctionnement.

La fréquence d'oscillation est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{4 R \cdot C \cdot V_a}$$

où l'on a : $R = R_4 = R_8$ et V_a : tension d'alimentation du montage.

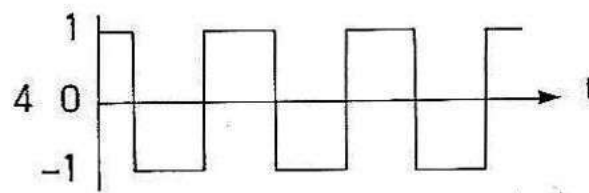
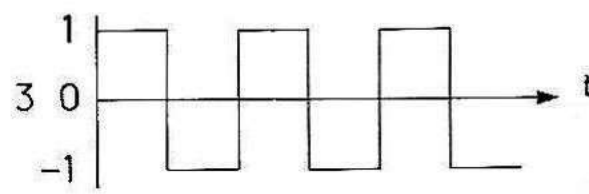
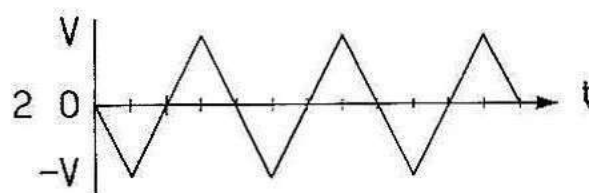
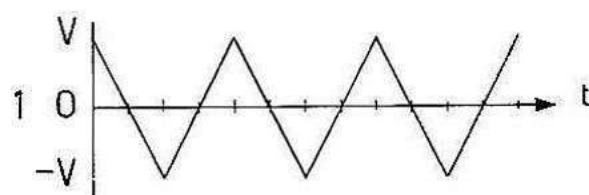
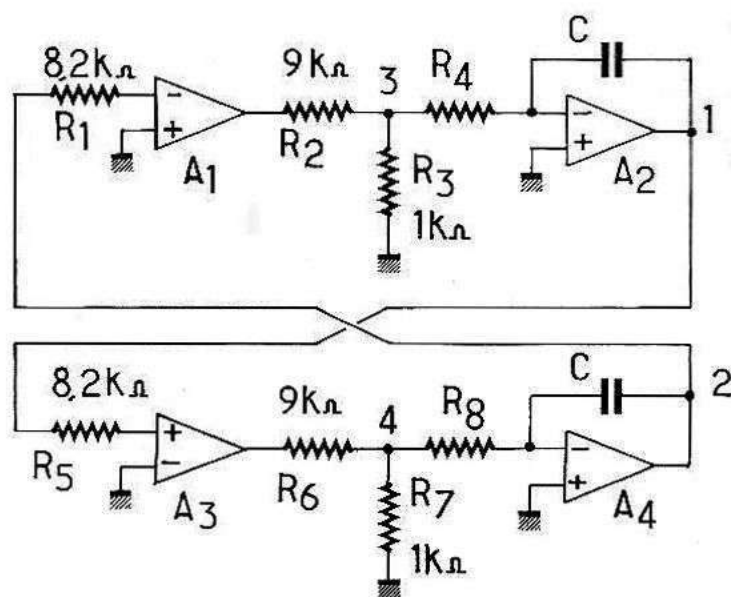


FIG. VII-44.

CHAPITRE VIII

CONFORMATEURS DE SIGNAUX

Partant d'une onde triangulaire symétrique il est possible d'obtenir différentes courbes représentatives de fonctions mathématiques simples : sinusoïdes, arcs de paraboles, arcs d'exponentielles, etc.

Deux types de méthodes peuvent être mises en œuvre :

— par approximations successives au moyen de segments de droites à l'aide de réseaux à résistances et diodes ;

— en utilisant l'allure particulière de la caractéristique d'éléments semi-conducteurs tels que diodes, transistors bipolaires ou transistors à effet de champ.

Notons pour mémoire qu'une onde carrée ou triangulaire peut être ramenée à une sinusoïde de même fréquence au moyen de filtres (actifs ou passifs) (fig. VIII-1).

Bien que logiquement ils auraient leur place dans ce chapitre, nous ne traiterons pas ici des circuits dérivateurs et intégrateurs que nous supposons bien connus du lecteur et qui de toute manière peuvent entrer dans la catégorie des filtres (1).

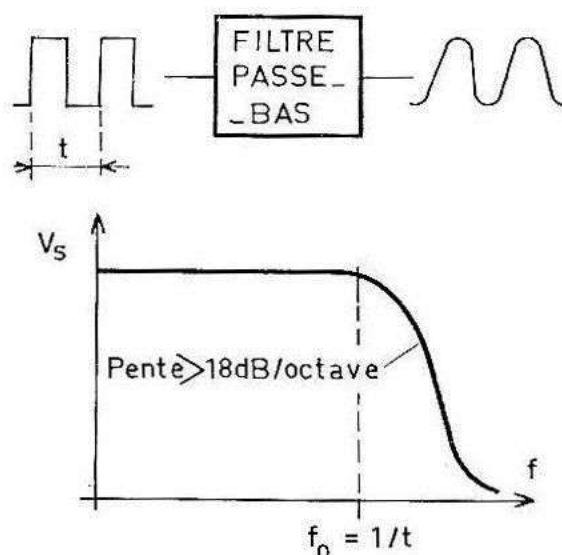


FIG. VIII-1.

(1) A ce sujet on pourra consulter avec profit l'ouvrage de R. Dugéault : « Les applications des amplificateurs opérationnels » publié par les Éditions Techniques et Scientifiques Françaises.

Conformateurs à réseaux de diodes

Prenons pour exemple la courbe de la figure VIII-2 elle peut être synthétisée au moyen de segments de droites — tangentes ou sécantes de pente judicieusement calculées.

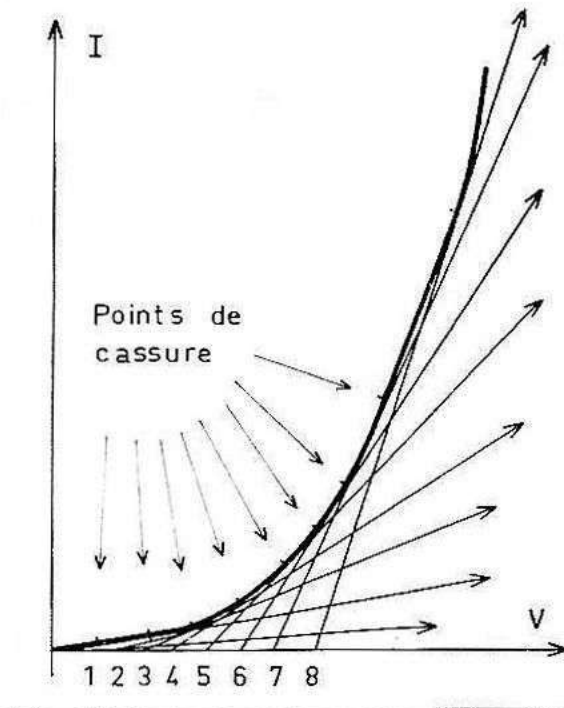


FIG. VIII-2.

Comment obtenir ces segments de droites ? Le schéma de principe le plus simple est celui de la figure VIII-3. Faisons croître linéairement la tension d'entrée e_e , tant que la tension de polarisation de la diode D_1 n'est pas atteinte la tension de sortie sera :

$$e_s = e_e \frac{R_s}{R_e + R_s}$$

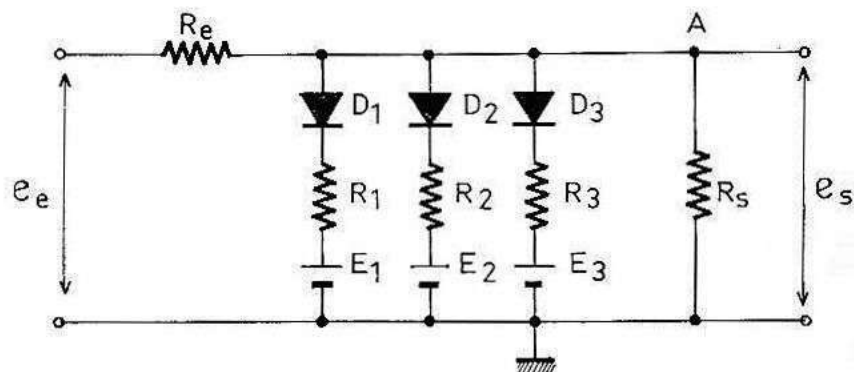


FIG. VIII-3.

lorsque la tension de sortie atteindra $E_1 + V_D$ (V_D chute de tension directe aux bornes de D_1) une fraction du courant qui traverse R_e sera dérivée dans la résis-

tance R_1 , la pente de variation du courant dans la résistance R_e en fonction de la tension d'entrée e_e va croître. Il en ira de même lorsque la tension du point A atteindra le seuil de commutation des diodes D_2 puis D_3 , etc. Si les diodes commutent brutalement (passage immédiat de l'état bloqué à l'état passant) la courbe synthétisée serait affectée de cassures brusques. En fait on sait que la courbe tension-courant d'une diode suit, au début de la conduction une loi logarithmique, ce qui a pour effet d'atténuer l'effet de ces cassures. Aussi, par un choix judicieux des points de raccordement des segments de droites élémentaires, parvient-on à s'approcher de la courbe idéale recherchée avec une bonne approximation. L'erreur entre la courbe désirée et celle synthétisée est généralement donnée en pourcent de l'étendue de l'échelle de sortie et peut être représentée au moyen d'une courbe du genre de celle de la figure VIII-4. Il est évident que la courbe synthétisée

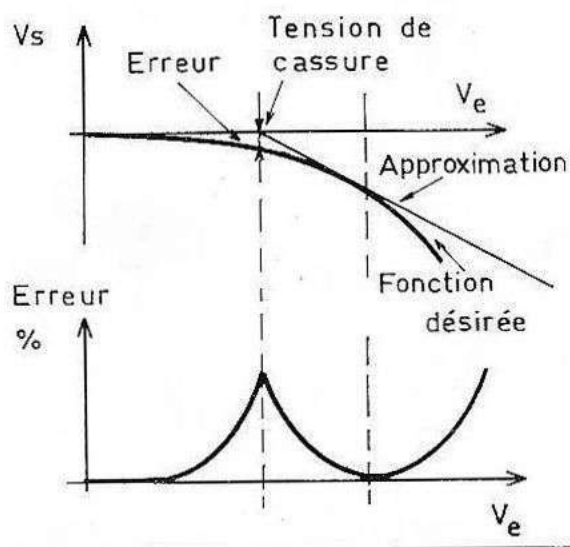


FIG. VIII-4.

se rapprochera d'autant plus de l'idéal que le nombre de points de cassure sera plus important et qu'ils seront répartis plus judicieusement le long de cette courbe : il vient naturellement à l'esprit que lorsque la courbe à reproduire comporte une partie fortement incurvée suivie ou précédée d'une région se rapprochant plus de la droite, les points de cassure seront plus serrés dans la partie incurvée que dans la zone quasilineaire. C'est bien ce que l'on remarque sur la figure VIII-2.

On conçoit aisément que lorsque la courbe à synthétiser comporte des variations — symétriques ou non — par rapport au potentiel zéro (cas d'une sinusoïde par exemple) il y aura lieu d'utiliser *deux* conformateurs montés en parallèle puisque les diodes ne conduisent que dans un seul sens : l'un pour les alternances positives et un pour les négatives.

Nous reproduisons à la figure VIII-5 le schéma d'un conformateur à deux fois quatre diodes capable de transformer un signal triangulaire symétrique en une sinusoïde et qui est basé sur le même principe que le montage théorique de la figure VIII-3. Nous remarquons que la tension de polarisation des diodes est obtenue au moyen d'un diviseur dont la résistance est faible devant celles des résistances R_1 à R_4 qui agissent sur la pente de la courbe synthétisée. Ce diviseur est parcouru

par un courant relativement important devant celui qui traverse les diodes de manière que cet excédent de courant ne modifie pas sensiblement le point de polarisation des diodes. Essayons d'étudier ensemble comment ont été choisies les valeurs des résistances du montage.

Adaptateur d'impédance

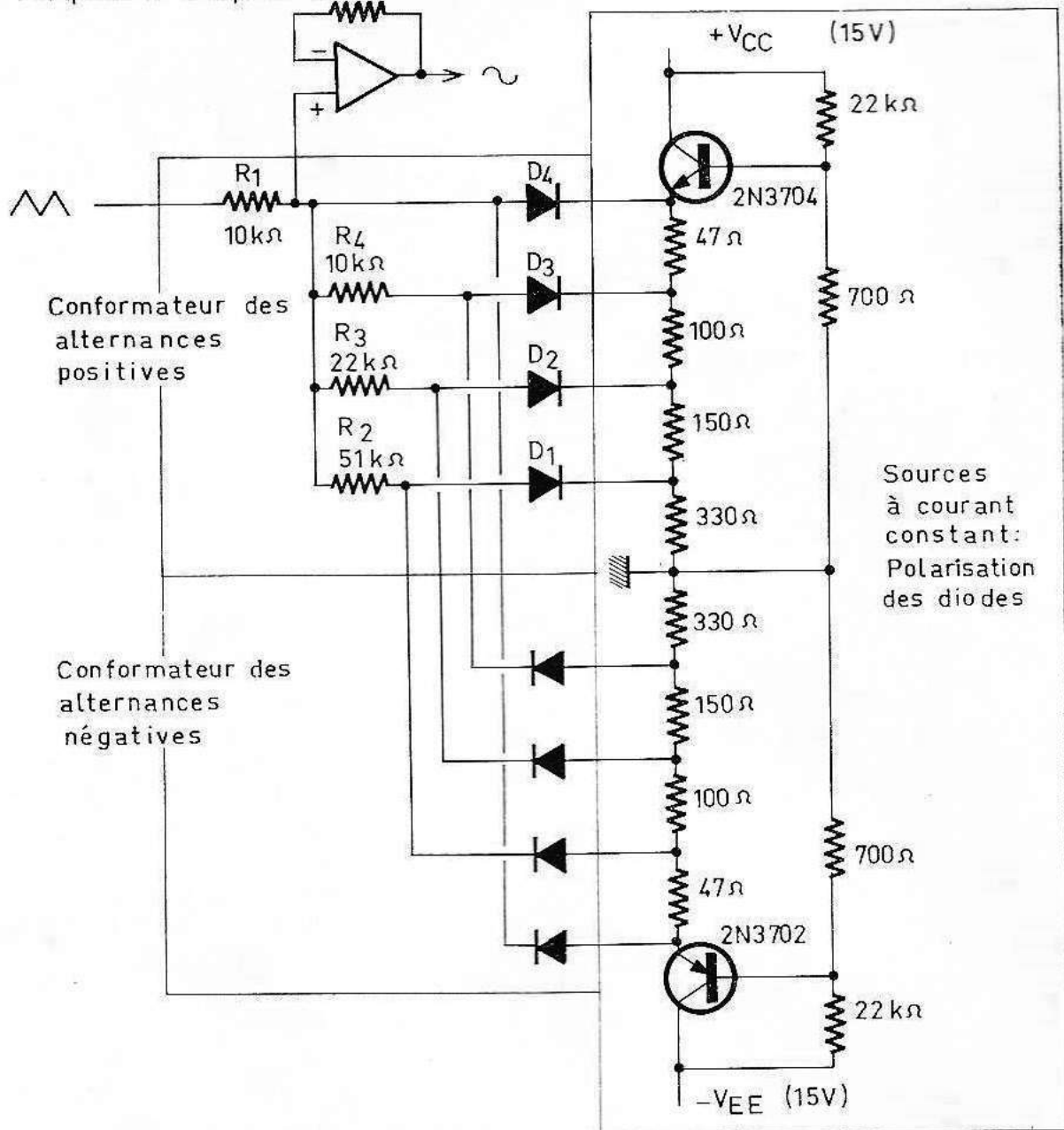


FIG. VIII-5.

Mais auparavant nous allons faire un peu de théorie pour expliquer comment nous allons passer du signal triangulaire à une onde sinusoïdale. Reportons-nous à la figure VIII-6. Nous y avons représenté l'onde triangulaire (droite OT d'équation $y = (f)x$ avec $OT = OM$). L'onde sinusoïdale (d'équation $y = \sin x$)

« inscrite » dans ce signal triangulaire coupe la perpendiculaire TM au point S avec $y' = 1$. La longueur OM est égale à $\pi/2$ et $SM = 1$; en fait SM est égal au rayon du cercle permettant de tracer la sinusoïde d'abscisses π radians (*). Le rapport de la tension de crête du signal triangulaire et celle du signal sinusoïdal est donc :

$$\frac{TM}{SM} = \frac{\pi/2}{1} = 1,57$$

Si nous partons d'un signal triangulaire d'amplitude crête +5 V, nous pouvons en déduire l'amplitude à la crête de la sinusoïde : $5 \text{ V}/1,57 = 3,18 \text{ V}$. Cela nous donne déjà la tension pour laquelle la dernière diode devra commuter.

La tangente en un point A d'une sinusoïde, correspondant à un angle α , a pour expression :

$$y_t = \sin \alpha - \alpha \cos \alpha + x \cos \alpha$$

En cherchant les différents points de tangence de manière que l'erreur, représentée sur la courbe de la figure VIII-6 a par la droite IK, soit au plus égale à un

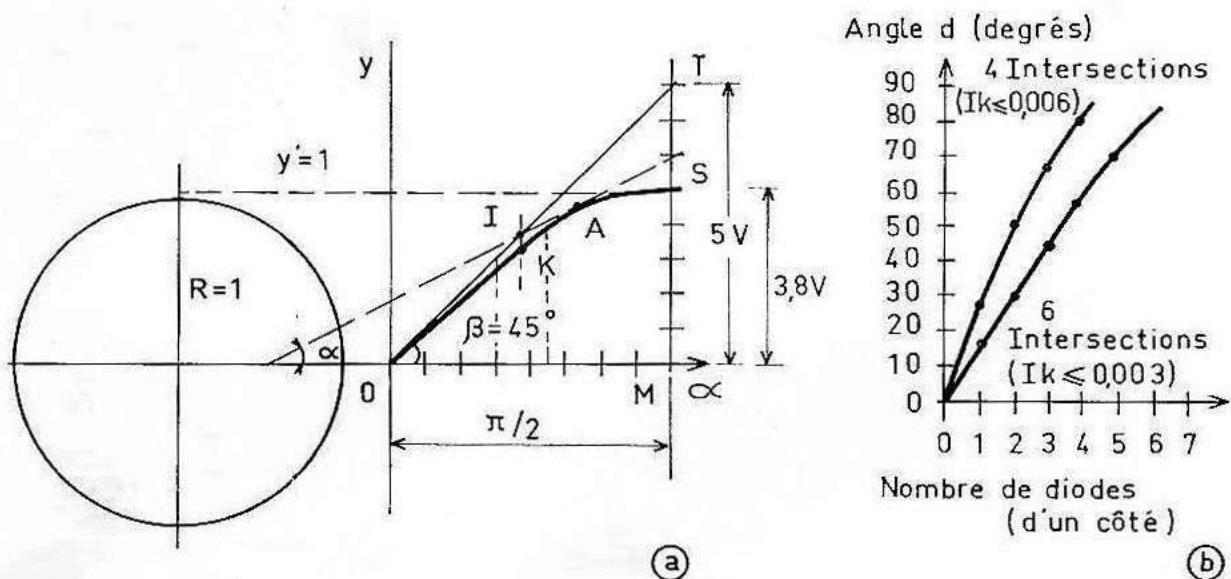


FIG. VIII-6.

pourcentage donné, on trouve, à la fois, les valeurs des seuils de tension de commutation des diodes et les pentes des atténuations, donc la valeur des résistances commutées par les diodes. Le tableau ci-après donne les renseignements nécessaires (angles correspondant aux points de tangence, sinus, cosinus, et tension de commutation des diodes) pour un conformateur à quatre diodes.

(*) Notons que l'échelle des abscisses peut être tout à fait arbitraire sans que rien ne change au raisonnement.

Caractéristiques pour un conformateur à 4 diodes

Angle (°)	a (rad)	sin a	cos a	U = 3,18 sin a
30°	0,523	0,500	0,866	U ₁ = 1,59 V
50°	0,870	0,766	0,643	U ₂ = 2,44 V
67°	1,168	0,921	0,391	U ₃ = 2,93 V
80°	1,395	0,985	0,174	U ₄ = 3,14 V

En tenant compte de la chute de tension directe aux bornes des diodes (qui seront obligatoirement des modèles au germanium à faible chute de tension directe, SFD 108 ou OA 47 par exemple, pour lesquelles on a $V_D = 0,15$ à $0,2$ V pour un courant direct $I_D = 0,1$ à $0,2$ mA), nous devons soustraire cette tension V_D des valeurs des seuils définis dans le tableau, ce qui nous donne les valeurs pratiques suivantes : $U_1 = 1,44$ V, $U_2 = 2,3$ V, $U_3 = 2,78$ V et $U_4 = 3$ V.

Les pentes des segments de tangence, qui constituent la courbe synthétisée, données par la formule $y' = \cos \alpha$, correspondent en fait au rapport de division du pont constitué par la résistance R_1 du montage et les diverses résistances R_2 , R_3 , R_4 , qui viennent successivement se mettre en parallèle, au fur et à mesure que les diodes conduisent. Par exemple, lorsque seule R_2 est en service, le rapport du pont diviseur $R_1 - R_2$ est $R_2/(R_1 + R_2)$ soit $51/61 = 0,840$ au lieu du rapport théorique $0,866$. Lorsque R_3 est mise en service par la commutation de la diode D_2 , on a :

$$R_2//R_3/(R_1 + R_2//R_3) = 0,610$$

au lieu de $0,643$ théorique, etc.

En ce qui concerne la diode D_4 , on remarque qu'aucune résistance n'a été introduite en série avec elle. En effet, on profite simplement du fait que, pour la variation de courant de 0 à $200 \mu A$ qui traverse cette diode lorsque la tension d'entrée passe de $3,18$ à 5 V, sa courbe $V_D = f(I_D)$ est un segment d'exponentielle pratiquement assimilable au segment de sinusoïde correspondant. De cette façon, la courbe obtenue ne présente pas d'erreur supérieure à $0,6 \%$ par rapport à la courbe théorique. Notons cependant que cette erreur, qui, en fait, définit le taux de distorsion de la courbe synthétisée, croît lorsque la fréquence augmente étant donné que, pour les fréquences élevées, la capacité parasite des diodes commence à intervenir. En pratique, le taux de distorsion harmonique à 100 kHz est encore inférieur à $1,5 \%$, ce qui, pour un montage économique comme celui-ci, est tout à fait acceptable.

Résumons-nous :

— Connaissant l'amplitude de crête du signal triangulaire, déterminer le seuil de conduction de la dernière diode : c'est-à-dire l'amplitude V_s crête du signal sinusoïdal synthétisé en faisant V_s crête = V_T crête / $1,57$ où V_T crête est l'amplitude du signal triangulaire.

— Définir, graphiquement ou par le calcul, ou encore en s'aidant des courbes de la figure VIII-6 b les points de tangence des segments de droite au moyen desquels sera synthétisée la sinusoïde.

— Rechercher sur une table trigonométrique les valeurs des sinus et cosinus correspondants à ces points. On a alors la possibilité de déterminer :

1. $U = V_s \text{ crête} \cdot \sin \alpha$

2. La pente $\frac{R_2 // R_3 // \dots R_n}{R_1 + (R_2 // R_3 // \dots R_n)}$ de ces droites.

Connaissant R_1 que l'on s'est imposée au départ, on peut alors calculer aisément R_2, R_3, R_n .

Rappelons à nos lecteurs que le signe $//$ placé entre deux valeurs de résistance signifie : valeur équivalente à la mise en parallèle de ces résistances.

La courbe à synthétiser peut présenter des accidents ou même ne pas partir de zéro comme c'est le cas pour celle représentée en figure VIII-7 a. Qu'à cela ne

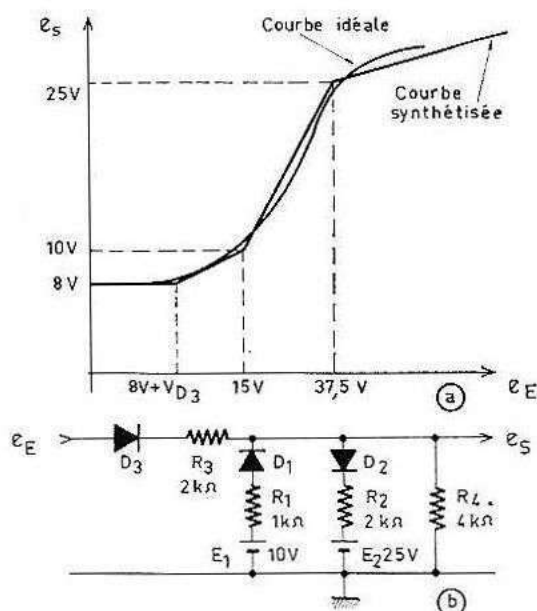


FIG. VIII-7.

tienne, rien ne nous oblige à mettre toutes les diodes dans le même sens, et c'est bien ce que montre le schéma théorique de la figure VIII-7 b. Tant que la tension au point A n'atteint pas $(10V - V_{D1}) \cdot R_4 / R_1 + R_4$ soit environ 8V, le courant dans R_4 reste constant et la tension de sortie est égale à 8V. Lorsque la tension d'entrée atteint $8V + V_{D3}$, le courant fourni par la source e_E vient s'ajouter à celui fourni par la source E_1 ; dans la résistance R_4 , la pente de la tension de sortie commence à croître jusqu'à ce que la tension de la source E_2 soit atteinte. La diode D_2 étant branchée en sens inverse de celui de D_1 , le courant fourni par e_E et E_1 se répartit entre la résistance de sortie R_4 et la résistance R_3 montée en série avec D_1 . La pente de la tension de sortie va diminuer puisque le courant dans R_2 est dérivé au détriment de celui parcourant R_4 . On voit bien par cet exemple qu'avec un peu d'imagination on peut pratiquement faire ce que l'on veut ; de plus, rien n'empêche de mettre en parallèle sur les diodes des résistances qui encore modifieront l'allure de la courbe.

Le schéma que nous venons d'étudier n'est pas le seul possible ; celui de la figure VIII-8 est également très fréquemment employé. Il ne diffère du précédent que par la disposition des éléments. Ici, le courant fourni par la source d'entrée n'est plus dérivé vers la masse au travers des diodes ; bien au contraire, celles-ci

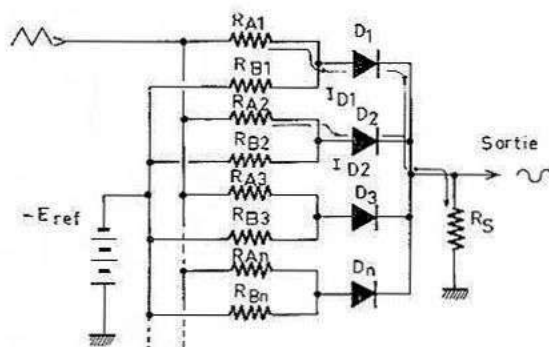


FIG. VIII-8.

sont disposées de telle manière que lorsque la tension d'entrée croît, les diodes mettent successivement en parallèle les résistances R_{A1} , R_{A2} , ..., R_{An} ; ainsi la pente de variation du courant débité par la source d'entrée s'accroît à chaque fois que l'une des diodes commute et par conséquent la pente de la tension de sortie varie elle aussi.

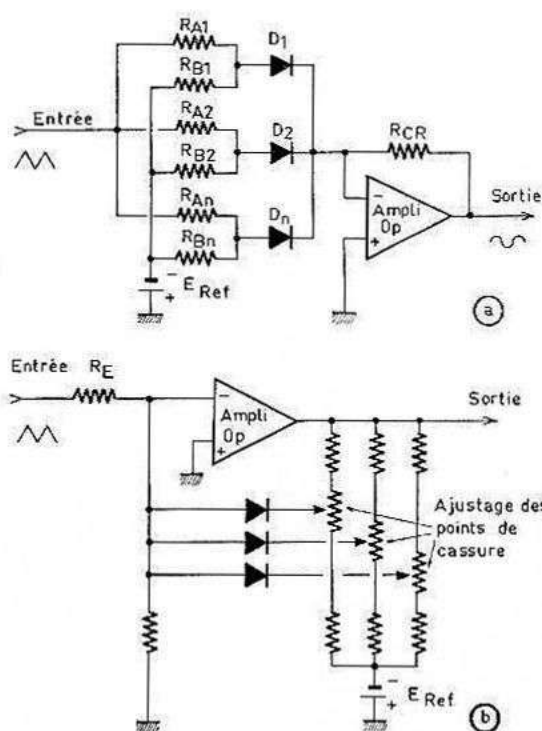


FIG. VIII-9.

Pour qu'une diode de rang n devienne passante, il faut que la tension d'entrée e_E soit égale à $V_{ref} \cdot (R_{An}/R_{Bn})$.

L'avantage de ce système réside dans le fait que les groupes de résistances R_{An} , R_{Bn} peuvent être remplacés par des potentiomètres ajustables. L'utilisateur a, de ce fait, la possibilité, par simple réglage de ces potentiomètres, de modeler à volonté la courbe de la tension de sortie (fig. VIII-9 b).

Ce type de conformateur est rarement employé seul ; il est généralement associé à un amplificateur opérationnel suivant l'un des deux schémas reproduits à la figure VIII-9 : soit comme résistance d'entrée, soit au contraire à la place de celle de contre-réaction. Les principaux constructeurs d'amplificateurs opérationnels proposent des conformateurs à diodes ajustables et comportant de six à dix points de cassures réglables, ou qui sont mis au point en laboratoire pour donner une courbe de réponse bien définie : sinus, cosinus, parabole, etc.

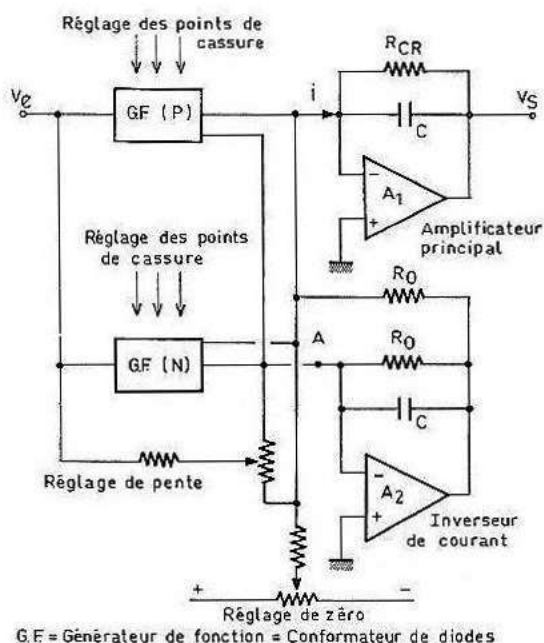


FIG. VIII-10.

Comme avec le dispositif précédemment décrit, pour synthétiser une courbe présentant des alternances positives et négatives, il est indispensable de monter en parallèle deux conformateurs, l'un pour courant d'entrée positif et l'autre pour courant d'entrée négatif, ce qui conduit, dans le cas d'association avec un amplificateur opérationnel, au schéma de la figure VIII-10. L'amplificateur auxiliaire A_2 permet de synthétiser des courbes ne croissant ou ne décroissant pas de façon monotone (dérivée seconde pouvant s'inverser pendant la croissance ou la décroissance du signal d'entrée dans le cas d'une courbe à deux ou plusieurs bosses par exemple). Dans le cas de courbes monotones (dérivée seconde toujours positive ou nulle pendant la croissance du signal de sortie et toujours négative ou nulle pendant sa décroissance) ce second amplificateur peut être purement et simplement supprimé.

Semblable dans son principe à ceux décrits plus haut, le schéma de la figure VIII-11 n'en diffère que par la disposition des diodes qui sont ici montées en pont

dont l'une ou l'autre branche conduit en fonction de la polarité de l'alternance du signal triangulaire d'entrée.

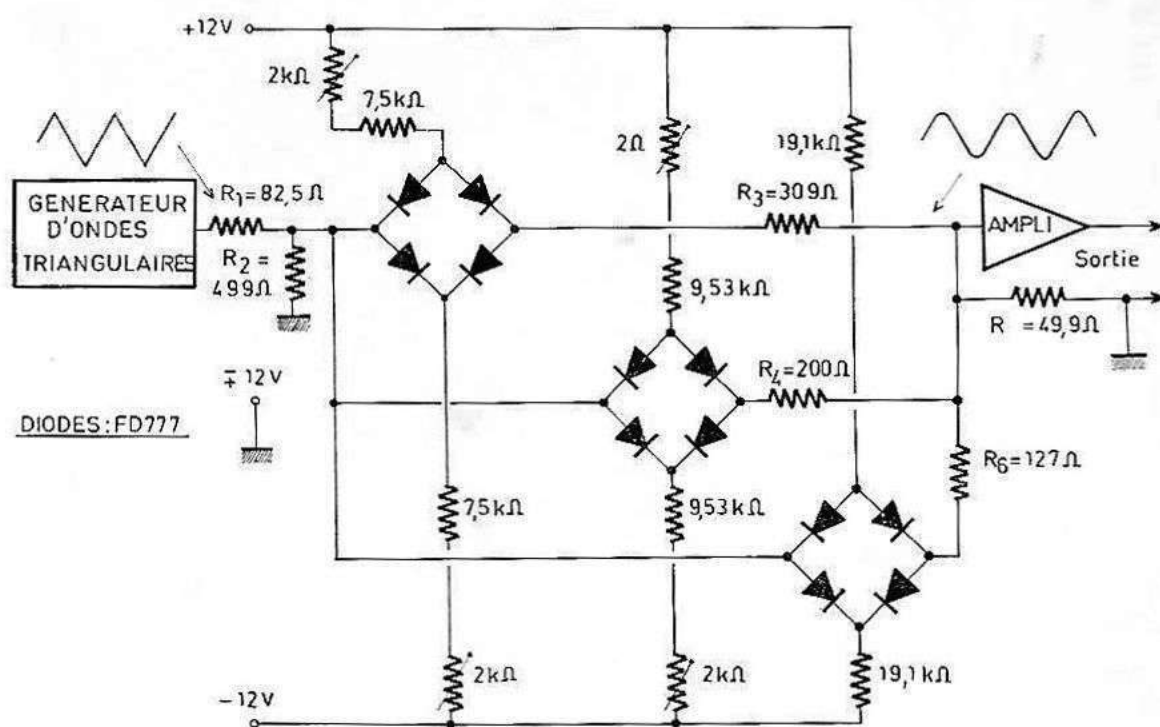


FIG. VIII-11.

Toutes les configurations à diodes que nous venons d'étudier peuvent être adaptées à l'emploi de transistors, nous n'en voulons pour preuve que le schéma de la partie « Conformateur sinusoïdal » du circuit intégré générateur de fonctions 8038 Intersil dont on trouvera le schéma à la figure VIII-12.

Dans le schéma de la figure VIII-13 le transistor T_1 se comporte comme une source de tension pour les réseaux diviseurs constitués par les transistors T_2 à T_4 et les résistances R_1 à R_3 qui lui servent de charge d'émetteur et comme source de courant pour la résistance de charge de collecteur R_4 . Pour une valeur donnée de la tension instantanée d'entrée V_e la tension de sortie est donnée par l'équation :

$$V_s = R_4 \cdot (V_e - 1,2 \text{ V}) / R_{\text{equiv.}}$$

relation dans laquelle 1,2 V est égal à la somme des chutes de tension directes aux bornes des jonctions base-émetteur du transistor T_1 et des transistors conducteurs T_2 à T_4 et $R_{\text{equiv.}}$ à la résistance équivalente à la mise en parallèle des résistances d'émetteur R_1 à R_3 commutées par ces transistors. Nous pensons qu'un exemple pratique éclairera ce qui précède.

Supposons que la tension d'entrée soit à un instant donné de 6 V et que les tensions présentes sur les bases des transistors T_2 à T_4 soient respectivement :

$$\begin{aligned} V_1 (\text{base de } T_2) &= 1 \text{ V} \\ V_2 (\text{base de } T_3) &= 2,7 \text{ V} \\ V_3 (\text{base de } T_4) &= 6,4 \text{ V.} \end{aligned}$$

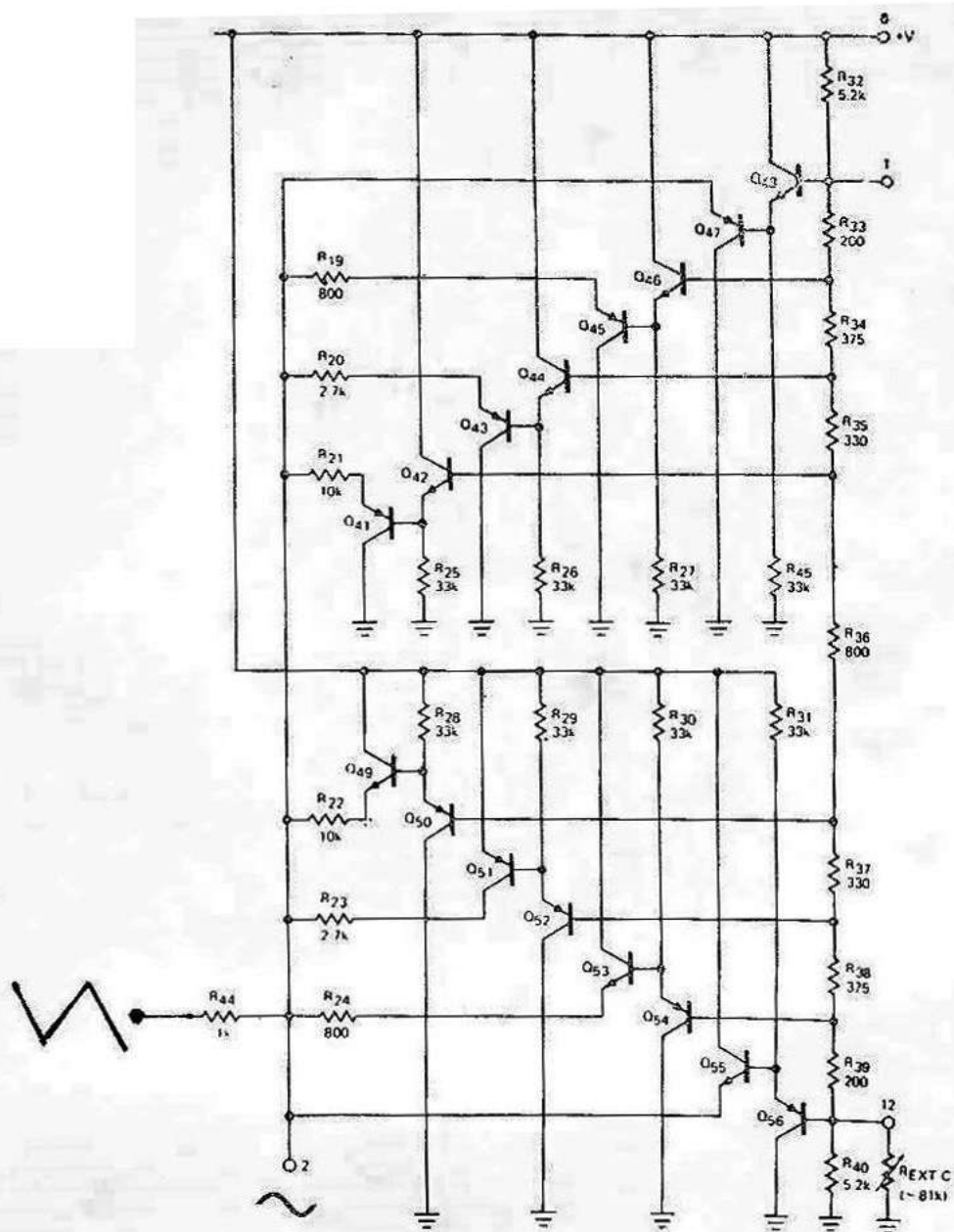


FIG. VIII-12.

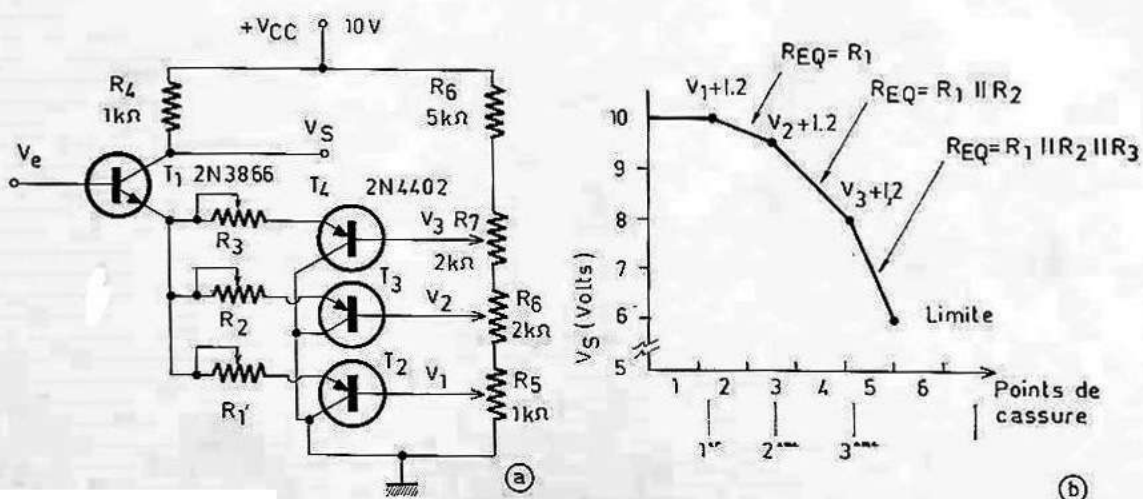


FIG. VIII-13.

Nous en déduisons immédiatement que seuls les transistors T_2 et T_3 conduisent puisque la diode émetteur-base de T_4 est polarisée en inverse — la tension sur sa base étant inférieure à celle de l'émetteur — la résistance équivalente $R_{\text{equiv.}}$ sera $R_1 // R_2$ et la tension de sortie sera :

$$V_s = R_4 \left(\frac{4,8 \text{ V}}{R_1 // R_2} \right)$$

La courbe (b) représente l'allure de la variation de V_s en fonction de V_e .

Un autre type de synthétiseur est reproduit à la figure VIII-14. Ici les résistances sont montées en série et sont court-circuitées par les diodes au fur et à mesure que la tension à leurs bornes atteint le seuil de commutation des diodes. Ce montage est généralement utilisé comme élément de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel.

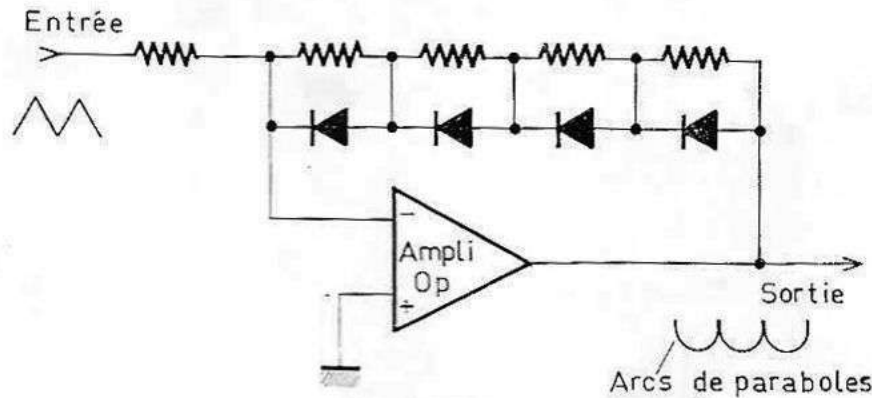


FIG. VIII-14.

En dehors du cas particulier de la sinusoïde évoqué plus haut, le calcul des points de cassure pour obtenir la meilleure approximation possible de la courbe à synthétiser est assez délicat. Pour le lecteur désirant approfondir ces problèmes, nous donnons, en référence bibliographique, quelques titres d'articles ou d'ouvrages qui analysent ces questions en détail. Une méthode simple et pratique consiste à tracer à l'échelle voulue la courbe désirée sur une feuille de plastique transparent (genre mylar pour typons de circuits imprimés) que l'on fixe au moyen de ruban adhésif sur l'écran de l'oscilloscope. Les points de cassure sont alors ajustés expérimentalement en cherchant à superposer la courbe tracée par l'oscilloscope avec celle dessinée sur le transparent.

Mise à profit de la caractéristique quadratique d'un transistor à effet de champ

Pour un transistor à effet de champ à jonction, on sait que l'expression du courant de drain en fonction du rapport V_{GS}/V_P de la tension grille-source à la tension de pincement est donnée par l'expression :

$$i_D = i_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

i_D : courant de drain pour une valeur donnée de V_{GS} ,
 i_{DSS} : courant de drain pour une tension grille-source nulle,
 V_P : tension de pincement.

Cette expression est du second ordre, mais contient toutefois des termes du premier ordre. Ces termes peuvent s'éliminer en ayant recours au montage de principe de la figure VIII-15 a dans laquelle deux TEC identiques ont une

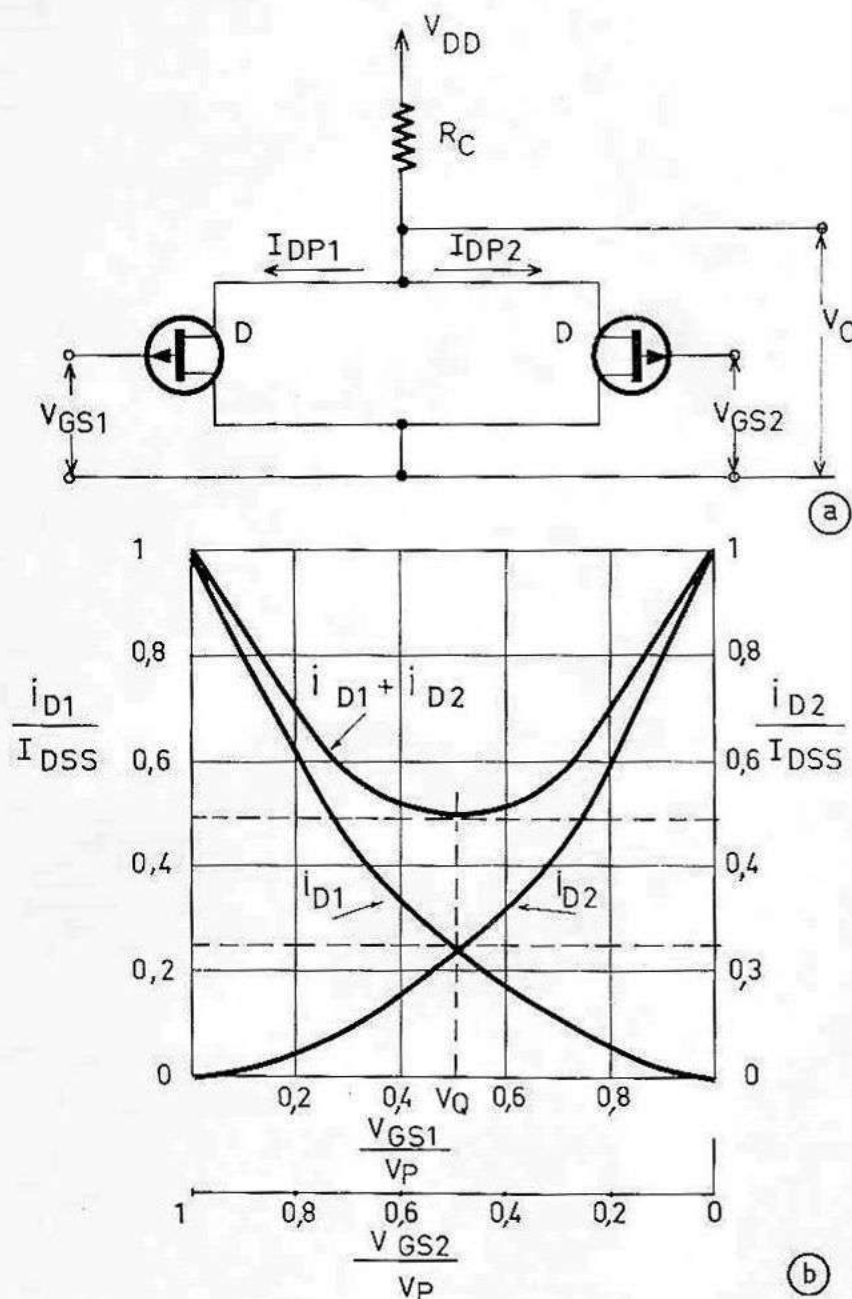


FIG. VIII-15.

résistance de drain commune et sont commandés par des tensions de grilles exactement en opposition de phase. C'est bien ce que montre le graphique de la figure VIII-15 b qui représente d'une part les courbes $i_D/i_{DSS} = f(V_{GS}/V_P)$ des deux

transistors dont les tensions de grilles varient en sens inverse et d'autre part la courbe résultante du courant dans la charge.

Ce dispositif théorique peut être utilisé pratiquement pour obtenir une courbe composée d'arcs de paraboles à partir d'une onde triangulaire comme le montre la figure VIII-16 b. Le schéma pratique est donné à la figure VIII-16 a. Le signal

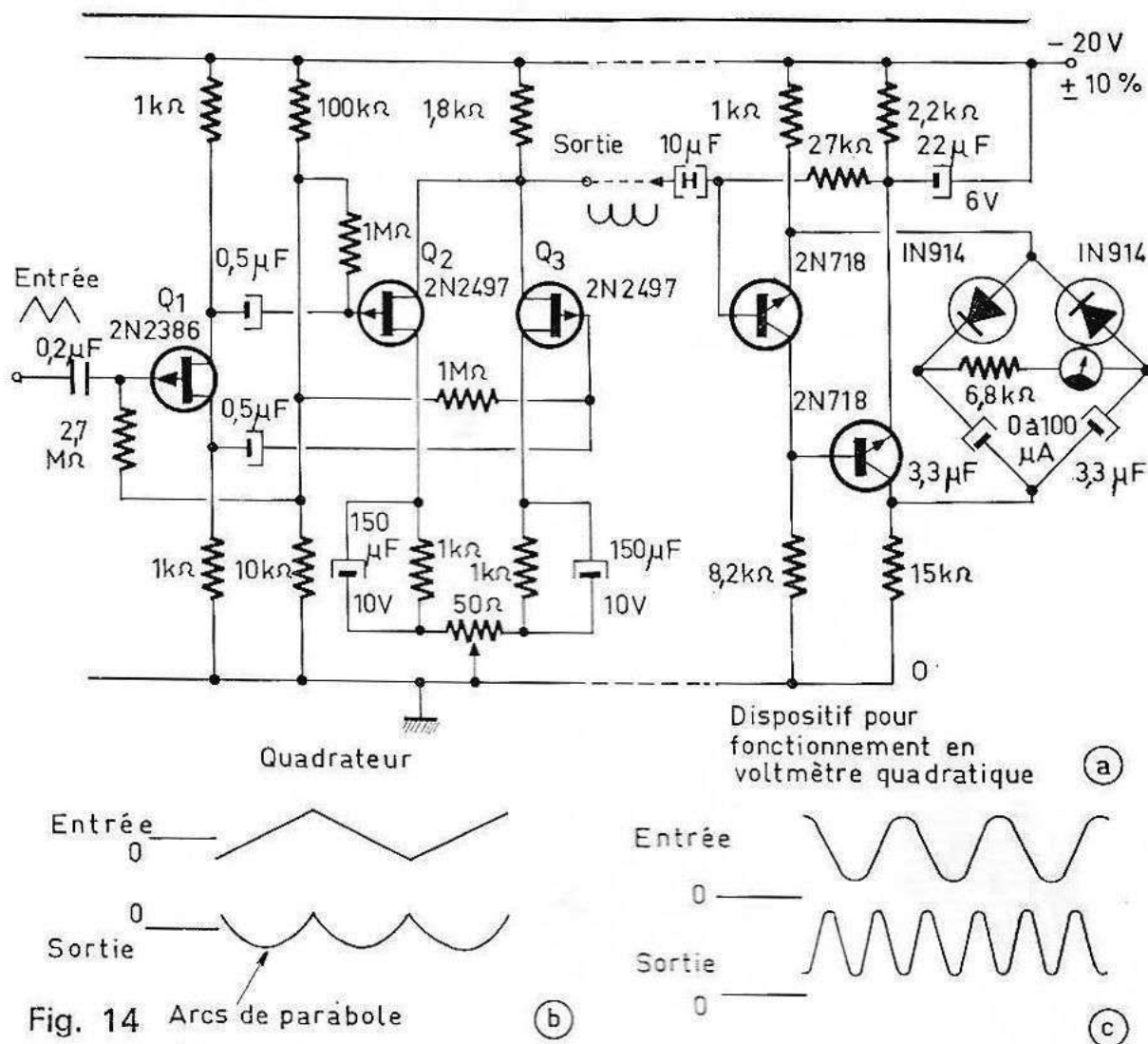


FIG. VIII-16.

d'entrée est déphasé par un premier TEC avec des résistances d'égales valeurs dans la source et dans le drain. Les deux tensions en opposition de phase ainsi obtenue sont appliquées à deux TEC identiques ou de préférence aux deux sections d'un TEC double (2N3333 par exemple). En dehors de son rôle de conformateur, ce montage peut être utilisé avec profit à chaque fois que l'on désire effectuer le carré d'une tension (voltmètre quadratique par exemple).

Sachant que $\sin^2 \alpha = (1 - \cos 2\alpha)/2$ on voit que ce montage peut également être employé comme doubleur de fréquence ; c'est bien ce que montrent les courbes de la figure VIII-16 c.

Une autre utilisation de la caractéristique non-linéaire des TEC est la transformation d'une onde triangulaire en une pseudo-sinusoïde. Le montage de principe est celui de la figure VIII-17 a dont les courbes VIII-17 b expliquent le fonctionnement. Il repose sur la symétrie de certains TEC dont les fonctions de drain

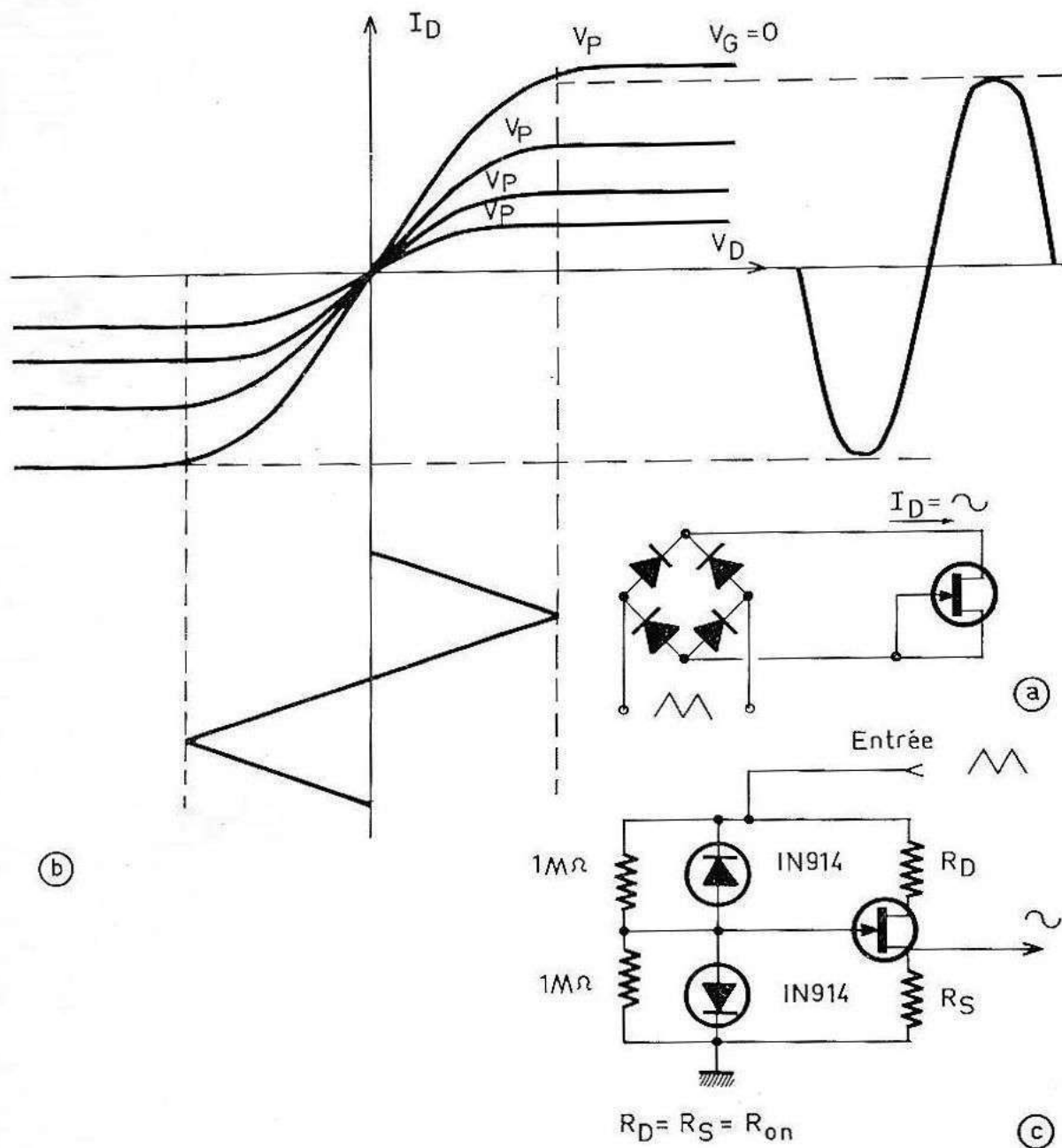


FIG. VIII-17.

et de sources peuvent être interverties. L'onde triangulaire à transformer en sinusoïde est redressée en double alternance au moyen d'un pont de diodes. Le courant de drain du TEC varie selon une loi parabolique qui peut, si la tension maximale d'entrée a été judicieusement choisie, être assimilée à une arche de sinusoïde.

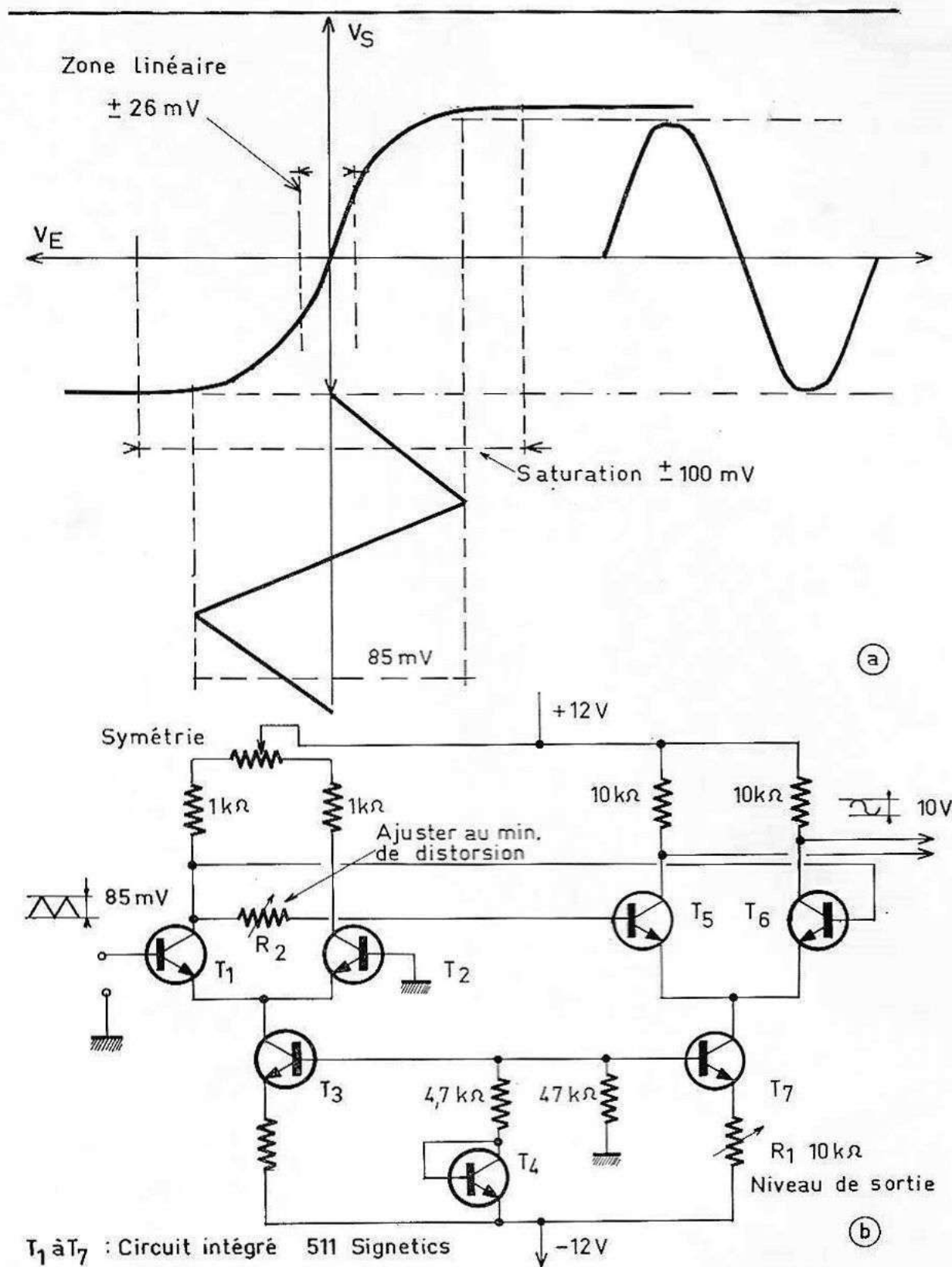


FIG. VIII-18.

Le montage pratique est celui de la figure VIII-17 c dans lequel la valeur des résistances R_D et R_S doit être sensiblement égale à la résistance drain-source du TEC en l'absence de tension grille (R_{on}). Signalons que c'est à dessein que nous n'avons pas spécifié le type du TEC sur cette figure, presque tous les types à jonction pouvant convenir. L'important est que l'on ait bien $R_D = R_S = R_{on}$. Dans le cas d'un TEC à canal p : inverser le sens des diodes. Le signal de sortie peut être recueilli aux bornes de l'une des résistances R_D ou R_S . Ce dispositif a le mérite d'une grande simplicité. Il fournit une onde sinusoïdale dont le taux de distorsion peut ne pas dépasser 0,3 %, si l'on a soigneusement ajusté la valeur des résistances R_D et R_S à une valeur égale à la résistance R_{on} du TEC et si la tension de crête de l'onde triangulaire est égale à $1,33 V_P$ (V_P tension de pincement du TEC). Malheureusement, comme il présente une faible impédance d'entrée (quelques dizaines à quelques milliers d'ohms selon le TEC utilisé) il demande à être attaqué par une source de très faible résistance interne.

Mise à profit de la courbe de transfert d'une « paire à longue queue » différentielle

On sait qu'à la température ambiante de 25 °C la partie linéaire de la caractéristique de transfert d'un étage différentiel du type « paire à longue queue » ne s'étend que de + à -26 mV. C'est une constante physique qui résulte des propriétés des transistors. Au-delà de cette tension, la caractéristique s'incurve pour

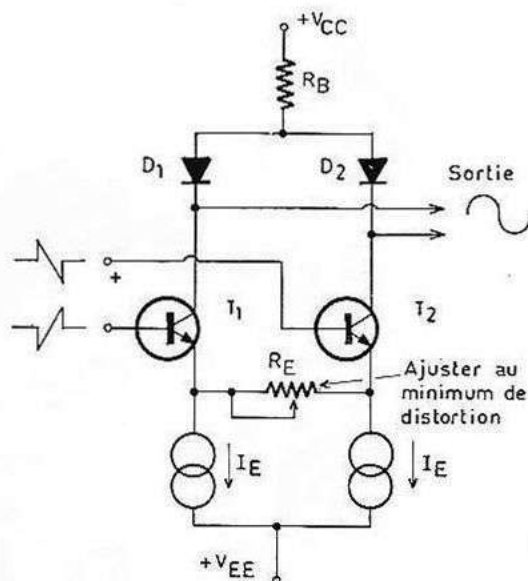


FIG. VIII-19.

atteindre la saturation vers ± 100 mV (fig. VIII-18). Cette allure particulière de la courbe peut être mise à profit pour engendrer une pseudo-sinusoïde à partir d'une onde triangulaire : il suffit d'appliquer aux entrées différentielles une onde de tension de crête judicieusement calculée. Pour obtenir un signal de sortie présentant la distorsion harmonique la plus faible possible, on réalise l'opération en deux temps au moyen de deux paires à longue queue montées en cascade selon

le montage de la figure VIII-18 *b*. La tension triangulaire d'entrée doit présenter une amplitude de crête à crête de 85 mV. L'amplitude du signal appliqué à la seconde paire à longue queue est ajustée en agissant sur la valeur de la résistance variable R_2 placée entre les collecteurs du premier étage différentiel tandis que le gain du second étage, et par conséquent la tension de sortie, est réglé en agissant sur le courant d'émetteur des transistors de cet étage au moyen de R_1 .

C'est sur un principe analogue que repose le conformateur du circuit intégré générateur de fonctions XR 205 Exar dont la partie « générateur de triangle » a été succinctement décrite au chapitre précédent (fig. VIII-19).

ANNEXE

Synthèse de fonctions par des moyens purement numériques

Examinons le schéma de la figure VIII-20 qui comporte un diviseur par 4 constitué par les deux moitiés d'un double bistable J-K (CD 4027 R.C.A. par exemple) et un amplificateur opérationnel (741 ou équivalent) monté en additionneur non inverseur. Son fonctionnement est le suivant :

— au temps « 0 » les sorties Q des deux bistables sont à zéro - la tension de sortie de l'Ampli Op est zéro ;

— au temps « 1 » la sortie Q_1 de FF_1 est +5 V. La résistance R_{E1} qui relie sa sortie Q à l'entrée de l'Ampli Op étant double de la résistance R_{CR} de l'Ampli Op, la sortie de ce dernier est à 2,5 V (puisque R_{CR}/R_{E1} est égale à 1/2) ;

— au temps « 2 » la sortie « Q_2 » de FF_2 est à 5 V tandis que Q_1 est à zéro. Mais la résistance R_{E2} étant égale à R_{CR} on a 5 V à la sortie de l'Ampli Op ;

— au temps « 3 », on a les deux sorties Q_1 et Q_2 des bistables à 5 V. On a donc en sortie du 741, 2,5 V (sortie de Q_1 divisée par 2) plus 5 V (sortie de Q_2 non divisée) soit 7,5 V ;

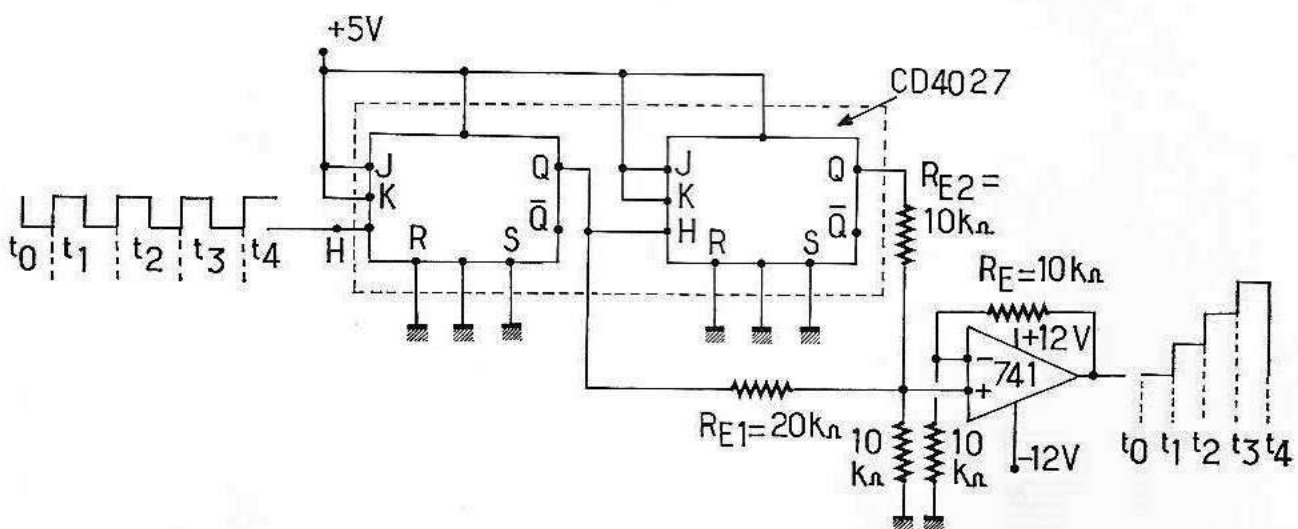


FIG. VIII-20

— la quatrième impulsion ramène les deux bistables à zéro et par conséquent à 0 V la sortie de l'Ampli Op.

Nous avons ainsi réalisé un *convertisseur numérique-analogique* rudimentaire capable de transformer un signal périodique en une rampe en marches d'escalier. Si, au lieu de 2 bistables, nous en avons utilisé 3 en donnant aux résistances R_E respectivement les valeurs $R_{E3} = R_{CR}$, $R_{E2} = 2R_{CR}$, $R_{E1} = 4R_{CR}$, notre rampe aurait comporté non plus 4 mais 8 marches. Avec 4 bistables, elle en aurait comporté $2^4 = 16$ et avec n bistables 2^n marches. Un rapide calcul nous montre qu'en utilisant deux compteurs binaires à 4 bits (CD 4029 R.C.A. par exemple) soit en tout 8 bits c'est $2^8 = 256$ marches qu'aurait comporté notre rampe. Ce qui signifie qu'avec un léger lissage, obtenu en shuntant R_{CR} par un tout petit condensateur de quelques dizaines de picofarads, c'est une rampe pratiquement parfaite qui aurait été obtenue. Les constructeurs de circuits intégrés fournissent actuellement des convertisseurs numérique-analogique à faible prix qui permettent, associés à des compteurs également bon marché, de réaliser des générateurs de rampes très intéressants.

La figure VIII-21 reproduit en (a) le schéma de principe d'un compteur en anneau (compteur de Johnson) et en (b) le diagramme des états des sorties de ce compteur. Il vient tout de suite à l'esprit qu'en combinant ces états dans un additionneur à amplificateur opérationnel (c) on obtient un signal en marches d'escalier ascendantes puis descendantes (d) qui, en multipliant les « pas » du compteur du Johnson, s'approchera de plus en plus du signal triangulaire.

Si pour chaque pas du compteur, on donne à la résistance de sommation correspondante une valeur judicieusement calculée, on peut obtenir non plus un signal triangulaire mais une sinusoïde ou même n'importe quel signal dont l'allure dépendra des valeurs de résistances choisies.

C'est sur un principe analogue qu'est basé le synthétiseur sinus-cosinus de la figure VIII-22 dans lequel c'est par le choix judicieux des résistances de charge des sorties Q du double compteur de Johnson qu'est obtenue l'allure sinusoïdale du signal de sortie. La sinusoïde étant synthétisée en 12 marches, les premiers harmoniques aisément mesurables sont d'ordre 11.

Un léger lissage au moyen d'un filtre R.C. rudimentaire permettrait d'obtenir une sinusoïde pratiquement parfaite.

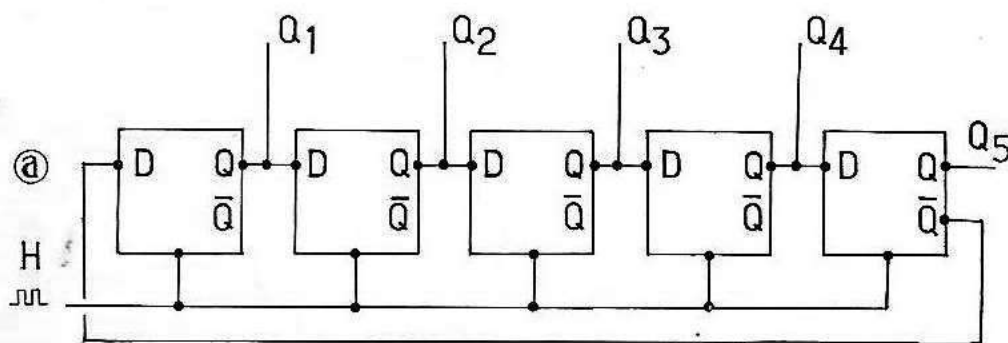


FIG. VIII-21

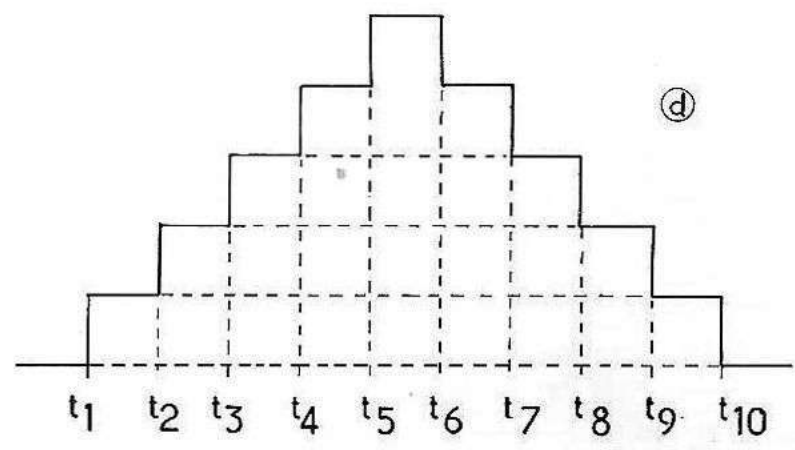
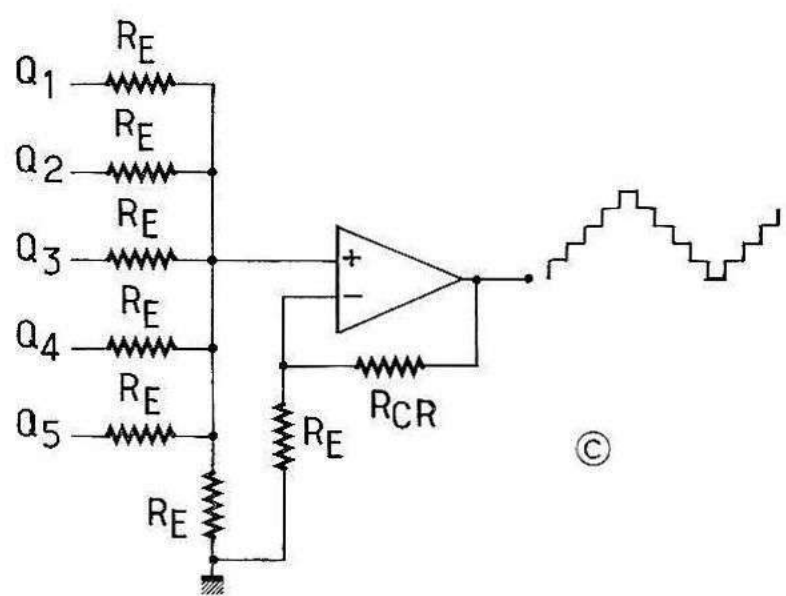
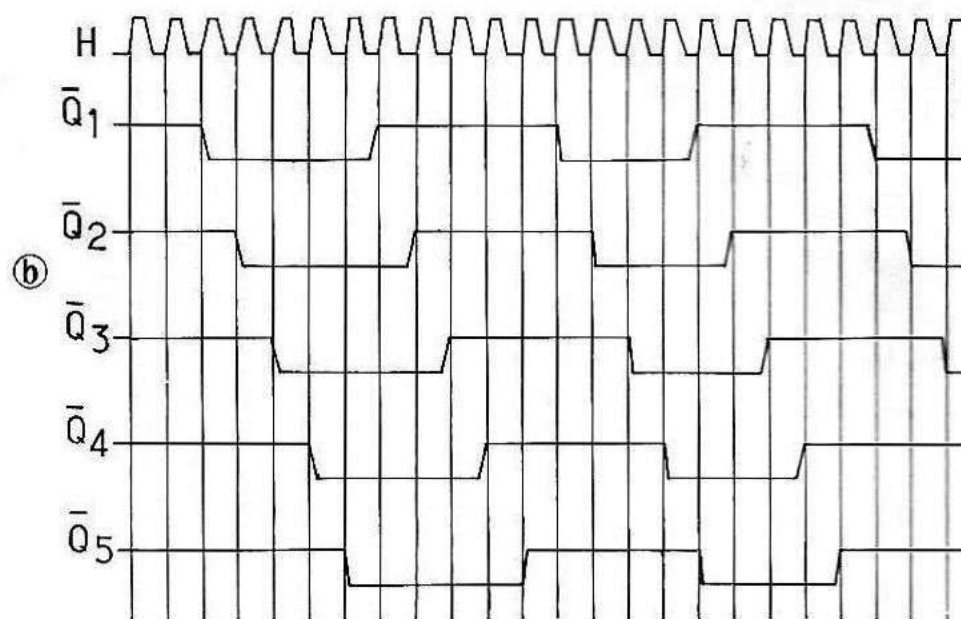


FIG. VIII-21

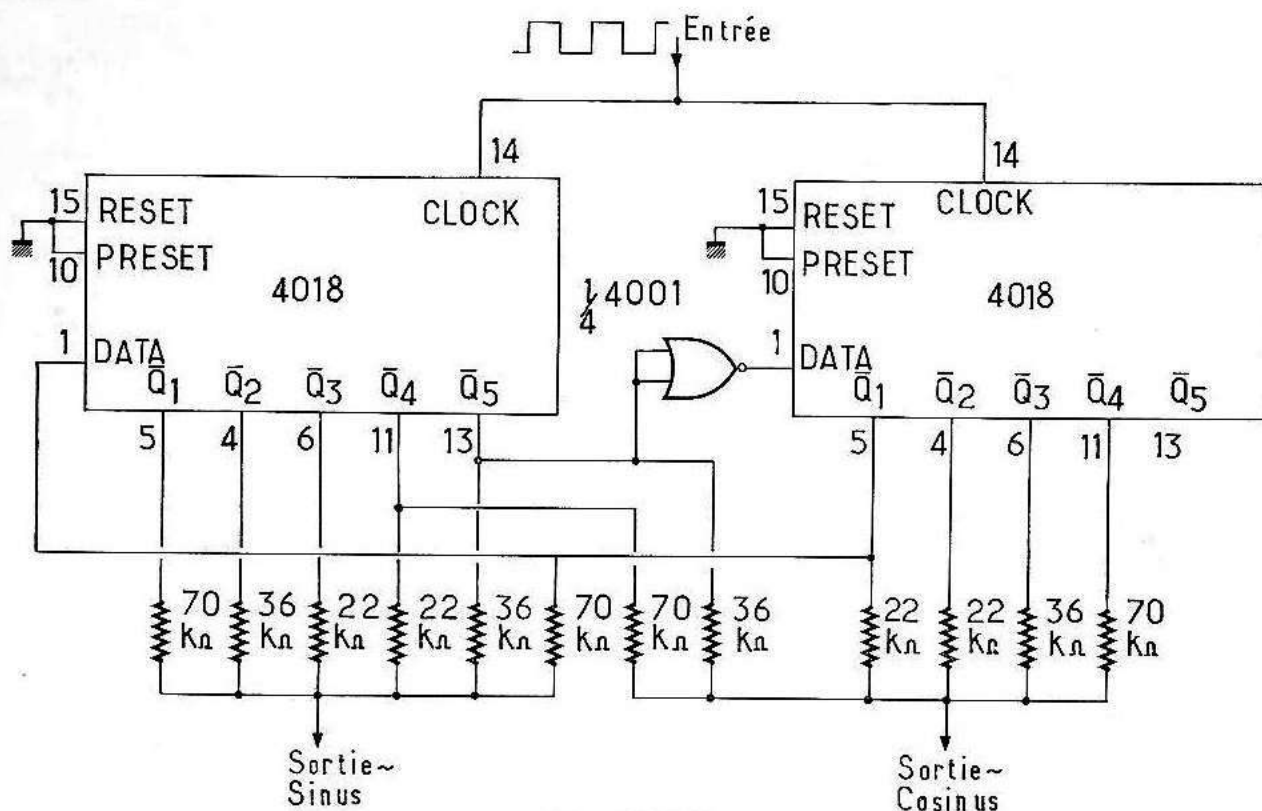


FIG. VIII-22

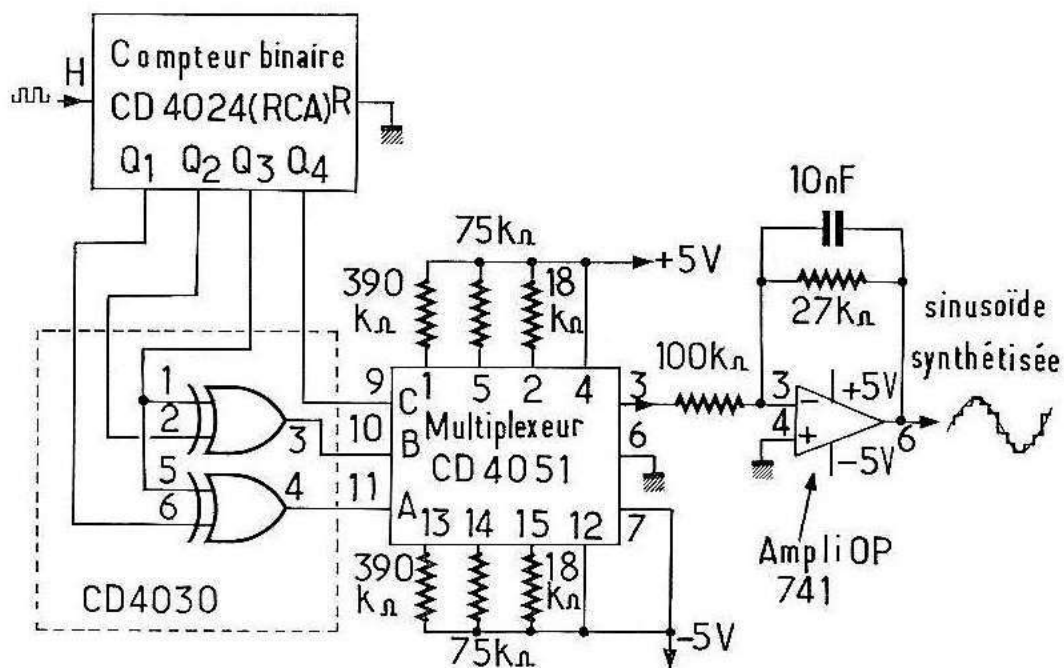


FIG. VIII-23

Une synthèse de la sinusoïde en 16 valeurs discrètes est obtenue avec le montage de la figure VIII-23 dans lequel la fonction de convertisseur numérique-analogique est obtenue au moyen d'un multiplexeur CD 4051 (R.C.A.).

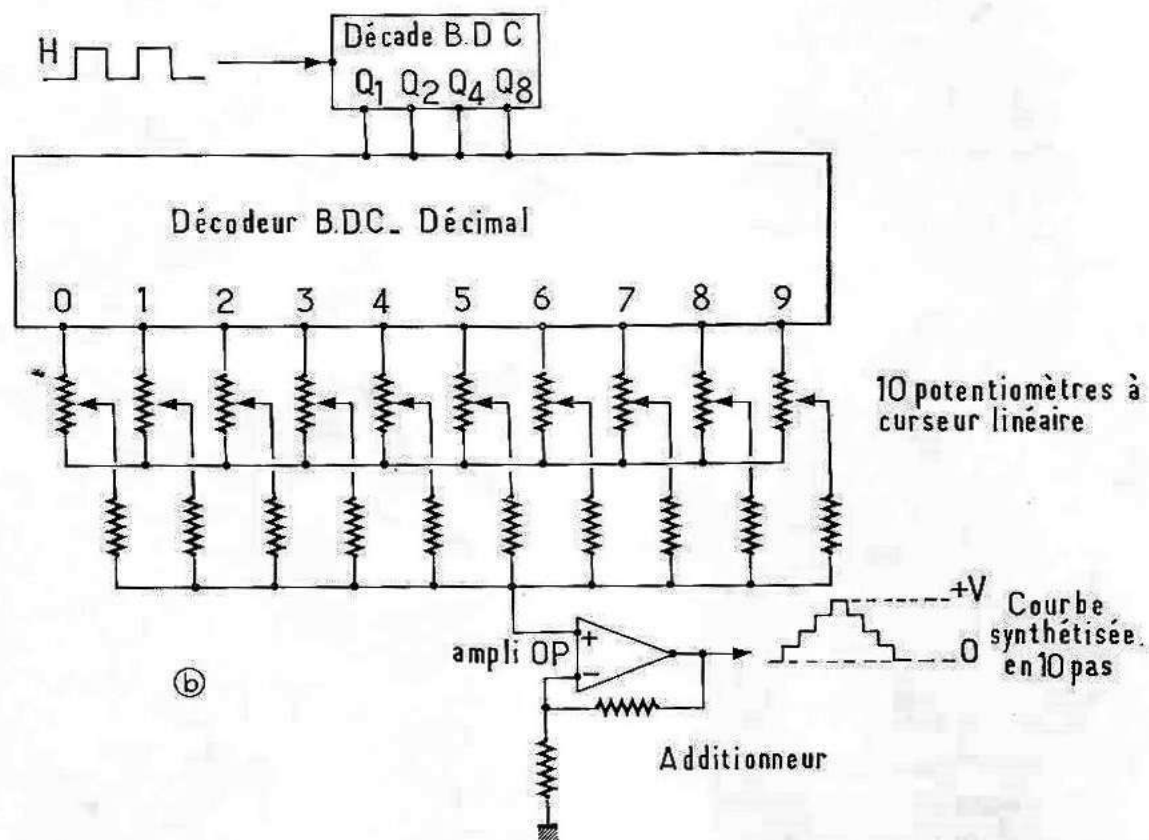
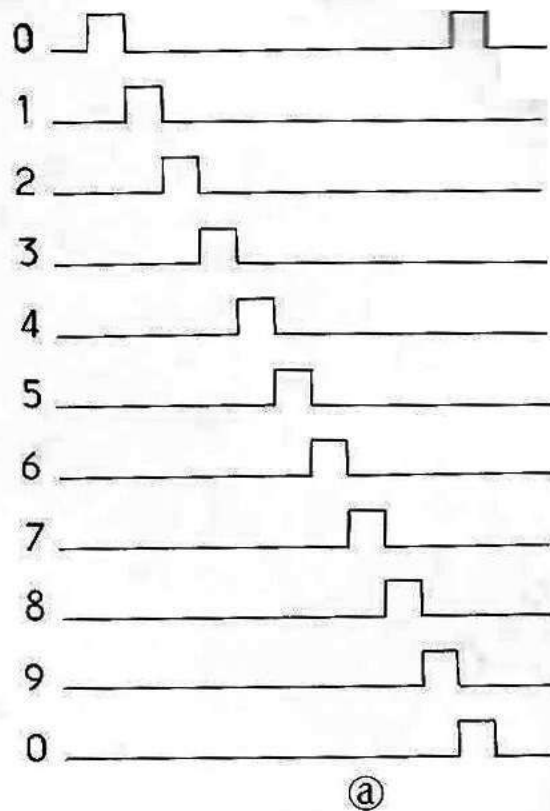


FIG. VIII-24

On remarque que, si dans les montages précédents la tension de sortie de l'additionneur variait entre zéro et V_{cc} - le signal synthétisé présentait donc une certaine composante continue, qu'il aurait du reste été possible de compenser en conférant à l'amplificateur additionneur un certain décalage au moyen d'une tension négative, dans ce dernier montage, grâce à l'emploi de portes analogiques (CD 4051) et de deux tensions d'alimentation symétriques, le signal de sortie est lui-même symétrique par rapport au zéro.

La figure VIII-24a reproduit les signaux de sortie d'un décodeur B-D-C à décimal. Qui nous empêche d'appliquer une fraction variable de ces signaux à un additionneur. Il suffit pour cela de monter un potentiomètre sur chacune de ces sorties, on pourra alors prélever, pour l'adresser à l'additionneur, entre 0 et 100 % du signal qui en sort, et ainsi agir sur l'amplitude de chacune des valeurs discrètes qui constituent le signal de sortie. Avantage : en utilisant des potentiomètres du type à curseur linéaire placés sur le panneau avant, il sera possible à l'utilisateur de dessiner lui-même l'allure du signal qu'il désire obtenir par la simple position des curseurs. Inconvénient : le signal fourni n'est pas symétrique par rapport au zéro. Mais cela peut s'arranger, il suffit d'utiliser une référence dont on inversera périodiquement la polarité au moyen d'une porte analogique, ceci nous conduit au schéma de principe de la figure VIII-25 dans lequel les sorties du décodeur B.D.C.-décimal commandent dix portes analogiques dont la sortie est chargée par les 10 potentiomètres linéaires sur lesquels est prélevée une fraction plus ou moins importante de la tension fournie par la référence. Tension dont la polarité est inversée grâce à un jeu de portes analogiques — figurée sur le schéma sous la forme d'inverseurs bipolaire — lesquelles sont commandées par les sorties d'un bistable J.K. monté en diviseur par 2 qui bascule à chaque fois que la sortie « 0 » du décodeur est activée. La courbe de sortie est alors non seulement symétrique par rapport au zéro mais synthétisée en 20 pas.

Mais on peut encore faire mieux : si l'on utilise un compteur réversible dont la fonction comptage-décomptage est périodiquement inversée au moyen d'un bistable qui bascule à chaque passage par la position « 0 » du décodeur, bistable lui-même, suivi par un second diviseur par 2 qui commandera l'inversion de la référence.

La courbe sera non seulement symétrique par rapport au zéro mais aussi par rapport au passage par le maximum, et de plus elle sera synthétisée en 40 points. (fig. VIII-26).

Le fonctionnement du montage est le suivant :

— 1^{re} phase (t_0 à t_1) :

la polarité de la référence est « positive » : partie ascendante de la courbe de 0 à $+V_5$.

— 2^e phase (t_1 à t_2) :

Lorsque le compteur a atteint « 0 » FF_1 bascule et commande la fonction « décomptage » du compteur.

La polarité de la référence reste inchangée : partie descendante de la courbe de $+V_5$ à 0.

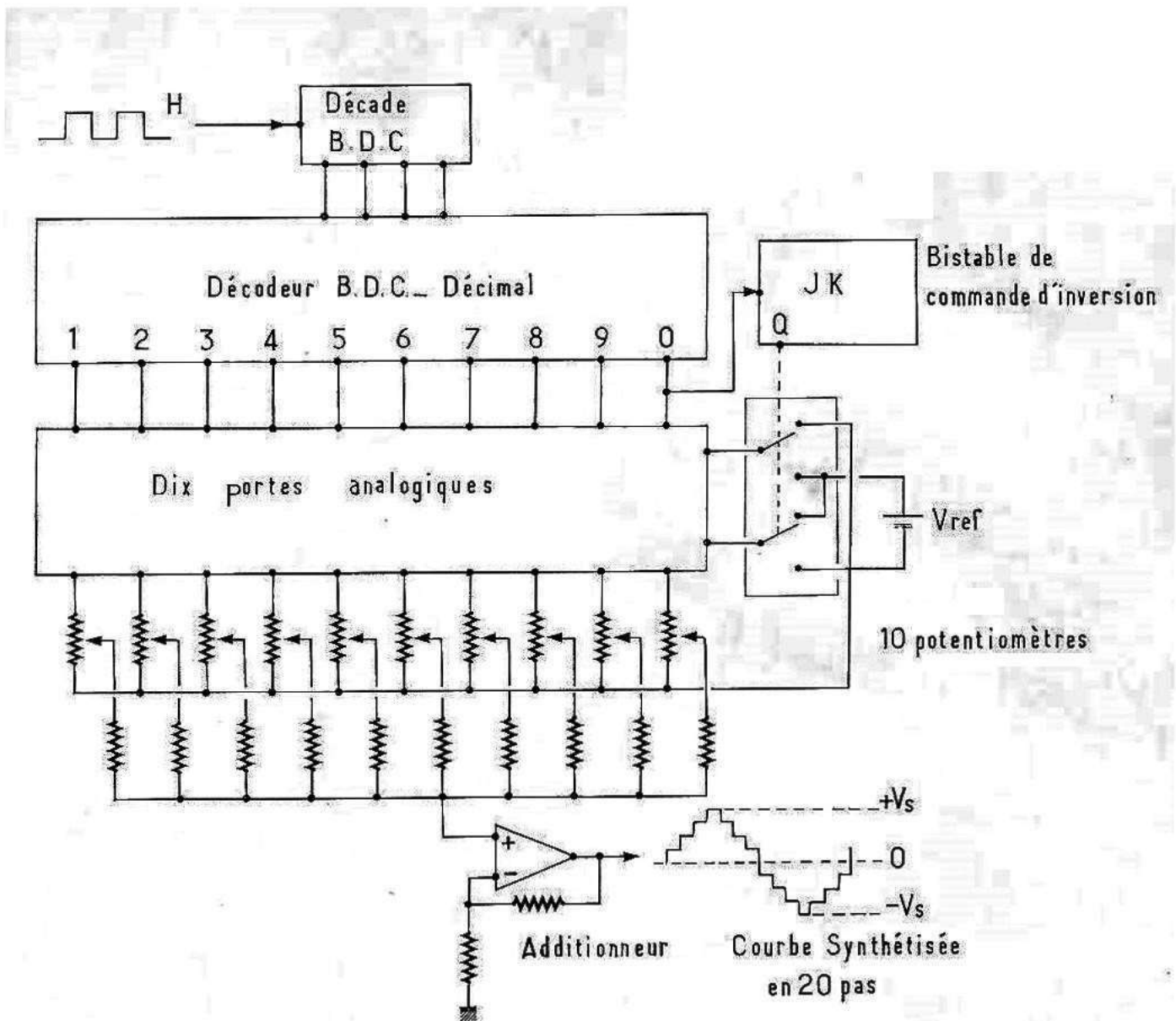


FIG. VIII-25

— 3^e phase (t_2 à t_3):

nouveau basculement de FF_1 qui inverse de nouveau le sens de marche du compteur (retour au mode « comptage »).

Basculement de FF_2 qui commande l'inversion de la référence. Partie descendante de la courbe de 0 à $-V_5$.

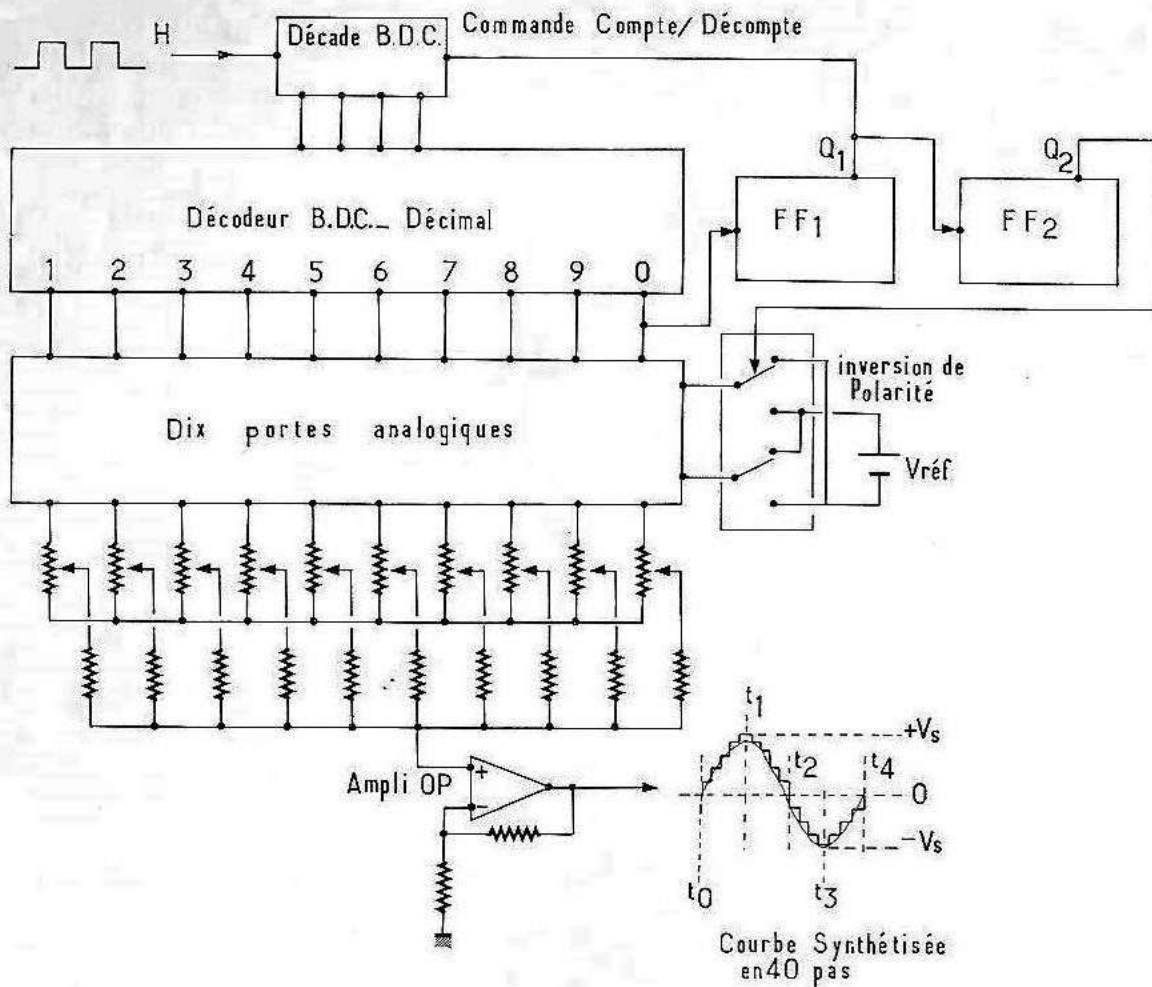


FIG. VIII-26

— 4^e phase (t_3 à $t_4 = t_0$) :

FF₁ rebascule, le compteur est de nouveau en mode « décomptage ». La position de FF₂ reste inchangée et par conséquent la polarité de la référence. Partie remontante de la courbe de $-V_s$ à 0.

A la fin de ce cycle, le passage par la position « 0 » du compteur ramène les bistables FF₁ et FF₂ dans l'état primitif et le cycle suivant s'amorce à la phase 1.

Signalons au passage que notre ami C. Gagne (1) a présenté, au Salon de la Physique, un générateur de fonctions quelconques basé sur ce principe.

(1) A.P.I. (Applications de la Physique à l'Industrie), 56-58 boulevard de la Vanne, 94230 Cachan.

CHAPITRE IX

OSCILLATEURS BLOQUÉS ET CONVERTISSEURS

Très populaire comme générateur de balayage dans les téléviseurs à tubes l'oscillateur bloqué, dont la première version fut mise au point en 1923 par Appleton, Herd et Wattson Watt n'est actuellement utilisé, dans sa version transistorisée que comme générateur d'impulsions et dans les convertisseurs de tension continu - continu de petite puissance.

Principe général de fonctionnement

ETABLISSEMENT DU COURANT DANS UNE INDUCTANCE

Avant d'aborder le principe de fonctionnement de l'oscillateur bloqué il nous paraît nécessaire de rappeler comment s'établit le courant dans une inductance. Pour ce faire examinons le schéma de la figure IX-1. Nous supposons

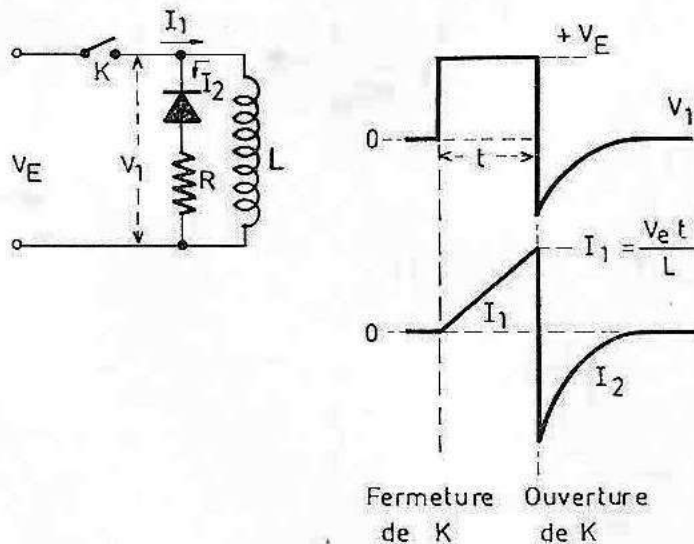


FIG. IX-1.

pour simplifier les choses que l'enroulement L présente une résistance négligeable et d'autre part que la saturation de son noyau magnétique n'est jamais atteinte : cela est possible si la durée de fermeture du commutateur K est suffisamment

courte pour que le courant qui traverse l'inductance n'ait pas le temps d'atteindre une valeur prohibitive.

Lorsque nous fermons l'interrupteur K le courant s'établit dans l'inductance selon une loi linéaire :

$$i = V_e \cdot t / L$$

aucun courant ne passe alors dans la diode D qui se trouve polarisée en inverse.

Pendant toute la période de passage du courant dans l'inductance, celle-ci a emmagasiné une énergie :

$$W = \frac{1}{2} (L \cdot I^2)$$

I étant la valeur finale du courant au moment où l'interrupteur va s'ouvrir.

Lorsque le contact K s'ouvre cette énergie se trouve libérée sous la forme d'une tension de polarité opposée à celle de la source d'alimentation. Si la diode D associée à la résistance R n'étaient pas présente cette tension prendrait une valeur dont l'expression est :

$$V = d\Phi/dt = L dI/dt$$

dt étant ici le temps mis par l'interrupteur pour interrompre le courant. Si ce temps est très court, la tension aux bornes de l'inductance peut atteindre des valeurs extrêmement élevées. Pour en avoir une idée imaginons la coupure d'un courant de 1 A dans une inductance de 1 H au moyen d'un transistor qui passe de l'état saturé à l'état bloqué en $2,5 \mu s$ (2N3055 par exemple) en supposant, ce qui n'est qu'une hypothèse de travail, que le transistor « tienne le coup » c'est une surtension de : $1 \text{ H} \times 1 \text{ A} / 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 400\,000 \text{ V}$ qui prendrait naissance aux bornes de l'inductance. Mais fort heureusement la diode D et la résistance R sont là pour limiter les dégâts : l'énergie emmagasinée dans l'inductance va se dissiper, à travers la diode, dans la résistance sous la forme d'un courant qui décroît selon une loi exponentielle de constante de temps L/R .

Naturellement, si nous supposons au départ que l'inductance présentait une résistance nulle, c'était pour simplifier les choses, en pratique elle présente obligatoirement une résistance R_L et ce n'est jamais selon une loi linéaire que s'établit le courant dans la self mais également selon une loi exponentielle de constante de temps L/R_L .

PASSONS A L'OSCILLATEUR BLOQUÉ

Pour bien comprendre le fonctionnement de l'oscillateur bloqué astable il faut passer d'abord par la version monostable dont la figure IX-2 donne le schéma général de principe. Dans ce montage le transistor T joue le même rôle que l'interrupteur K du schéma précédent, avec cependant un petit quelque chose en plus. Au repos T ayant sa base reliée à la masse, à travers l'enroulement L_2 du transformateur et la résistance R_B , est bloqué : aucun courant ne traverse donc le primaire L_1 du transformateur.

Appliquons une impulsion positive à la base de T, ce dernier se sature et

joue alors le rôle d'un interrupteur fermé. Le courant s'établit donc dans l'inductance L_1 selon une loi linéaire

$$i = V_{CC} \cdot t / L$$

(pour simplifier nous négligeons ici encore la résistance propre de l'enroulement ainsi que la valeur, ramenée au secondaire de la résistance R_B).

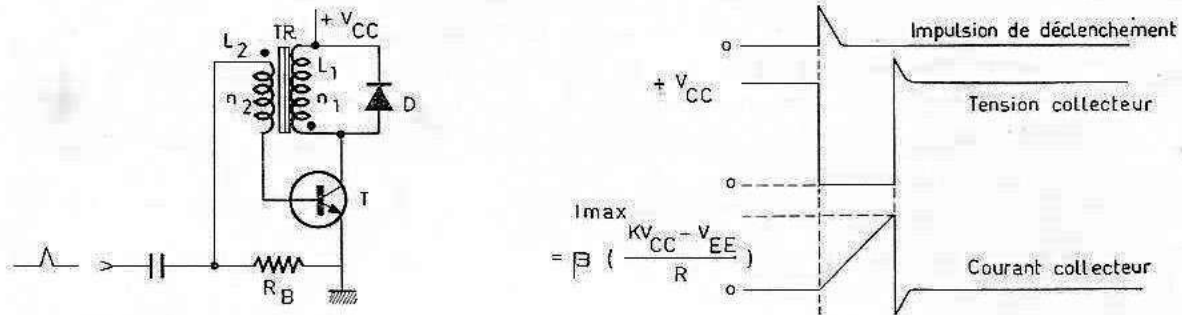


FIG. IX-2.

Que se passe-t-il alors au secondaire ? Il est le siège d'une force électromotrice dont l'expression est :

$$V_s = -k(L \cdot di/dt) = -kV_{CC} = \text{constante}$$

($k = n_2/n_1$ étant le rapport de transformation du transformateur). Cela est normal puisque le courant suit une loi linéaire, la tension aux bornes du secondaire est constante. Les enroulements étant branchés dans le sens voulu il est appliqué à la base de T un courant égal à :

$$I_B = (kV_{CC} - V_{BE}) / R_B$$

(V_{BE} : chute de tension directe aux bornes de la jonction base-émetteur de Tr). Ce courant maintiendra le transistor dans l'état conducteur aussi longtemps que le courant de collecteur — qui traverse l'inductance L_1 — n'aura pas atteint la valeur

$$I_{C \max} = \beta I_B = \beta(kV_{CC} - V_{BE}) / R_B.$$

A partir de ce moment le courant de collecteur ne pouvant plus croître il ne se produira plus de variation de courant donc plus de force électromotrice induite au secondaire, d'où cessation du courant de base et en conséquence retour rapide à l'état bloqué du transistor.

Nous constatons que le temps pendant lequel le transistor reste conducteur dépend de cinq paramètres :

- la valeur de l'inductance L_1 ;
- celle de la résistance R_B ;
- celle du rapport de transformation $k = n_2/n_1$;
- le rapport de transfert β (ou h_{21e}) du transistor.

La durée de cette période est donnée par l'expression :

$$T = (\beta L_1)k/R.$$

Il est nécessaire de préciser à nouveau que le rôle de la diode D est de limiter la surtension qui prendrait naissance en son absence aux bornes de L_1 et mettrait en danger la vie du transistor.

Le fait que le β du transistor influe notablement sur la durée de la période de conduction du transistor peut être assez gênant. Heureusement il est un paramètre des transistors qui varie dans de moindres proportions d'un modèle à l'autre que le β , c'est le rapport de transfert de courant en base commune $\alpha \simeq 1 - (1/\beta)$. Nous monterons donc le transistor en base commune selon le schéma de la figure IX-3 dans lequel la valeur du condensateur C est suffisamment grande pour que

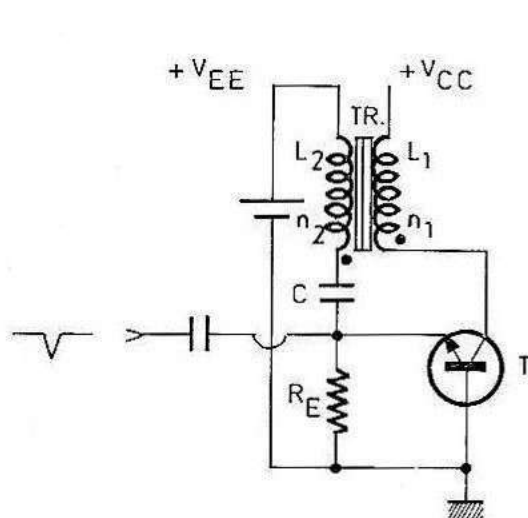


FIG. IX-3.

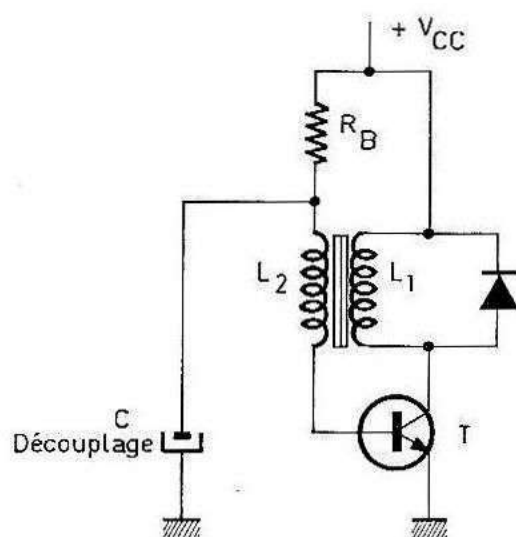


FIG. IX-4.

la tension à ses bornes ne varie que d'une valeur négligeable pendant toute la durée de conduction du transistor. La résistance d'entrée du transistor en base commune r_{11} est quant à elle faible devant la résistance d'émetteur R_E . Dans ces conditions nous pouvons écrire la durée de la période de conduction du transistor :

$$T \simeq L_1/(\alpha k - 1)r_C$$

r_C est la résistance de collecteur, c'est-à-dire la somme de la résistance propre de la jonction base-collecteur et de celle de l'enroulement L_1 .

FONCTIONNEMENT EN OSCILLATION LIBRE

Nous pouvons maintenant passer aisément du montage monostable à celui à oscillation libre (*free running*). Il suffit pour ce faire d'inverser la polarité de la source de base, ou plus simplement de ramener la résistance R_B du montage de la figure IX-2 au plus V_{CC} ce qui conduit au schéma de la figure IX-4.

Le fonctionnement du montage peut se décomposer comme suit :

— à la mise sous tension le transistor conduit et le courant s'établit dans l'enroulement L_1 , toujours selon une loi linéaire si nous négligeons la résistance propre de cet enroulement. Cette variation linéaire du courant dans L_1 a pour effet d'induire aux bornes de L_2 une force électromotrice qui est de même sens que V_{CC} : le courant fourni à la base à travers R_B est donc renforcé d'un courant égal à :

$$(kV_{CC} - V_{BE})/R_B$$

qui vient confirmer la saturation de T jusqu'à ce que le courant $I_{C \text{ max}}$ défini plus haut soit atteint ;

— à partir de ce moment le courant collecteur cessant de croître l'enroulement de base cesse d'être le siège d'une force électromotrice d'où diminution du courant de collecteur ;

— cette diminution du courant de collecteur conduit à la naissance aux bornes de L_2 d'une force électromotrice de sens inverse à V_{CC} d'où un effet cumulatif qui conduit rapidement au blocage de T ;

— lorsque le transistor est bloqué, il n'y a plus de courant dans L_1 donc plus non plus de force électromotrice s'opposant au courant fourni à la base à travers R_B ;

— la cessation du contrecourant induit dans L_2 permet à nouveau la conduction du transistor d'où rétablissement du courant collecteur et par conséquent nouvel effet cumulatif tendant à renforcer le courant de base et le cycle se reproduit aussi longtemps que le montage est alimenté.

Nous comprendrons peut-être mieux ce qui précède en comparant les courbes des tensions de collecteur et de base du transistor (fig. IX-5 *a* et *b*) avec le diagramme (*c*) tracé sur un réseau de courbes $I_C = f(V_{CE})$ d'un transistor.

— La zone AB correspond à l'établissement du courant dans l'inductance L_1 elle correspond à la partie active de la caractéristique du transistor ;

— de B à C nous sommes dans la partie saturée de la caractéristique : apparition, diminution puis suppression en C de l'effet cumulatif de saturation ;

— puis en C apparition de l'effet cumulatif de blocage.

La petite oscillation que nous remarquons sur la courbe de tension de collecteur correspond à la surtension de commutation aux bornes de L_1 au moment du blocage du transistor qui n'est pas entièrement absorbée par la diode D_1 .

Oscillateurs bloqués à constante de temps RC

Revenons au schéma de la figure IX-3 et diminuons notablement la valeur du condensateur C de telle manière qu'il soit chargé assez vite dès le début de la période de conduction du transistor. Dès que ce condensateur est chargé il n'y a plus de courant d'émetteur et par conséquent de courant de collecteur.

A l'apparition de l'impulsion de déclenchement le transistor commencera bien à conduire puisque, C, étant alors déchargé, se comporte comme un court-

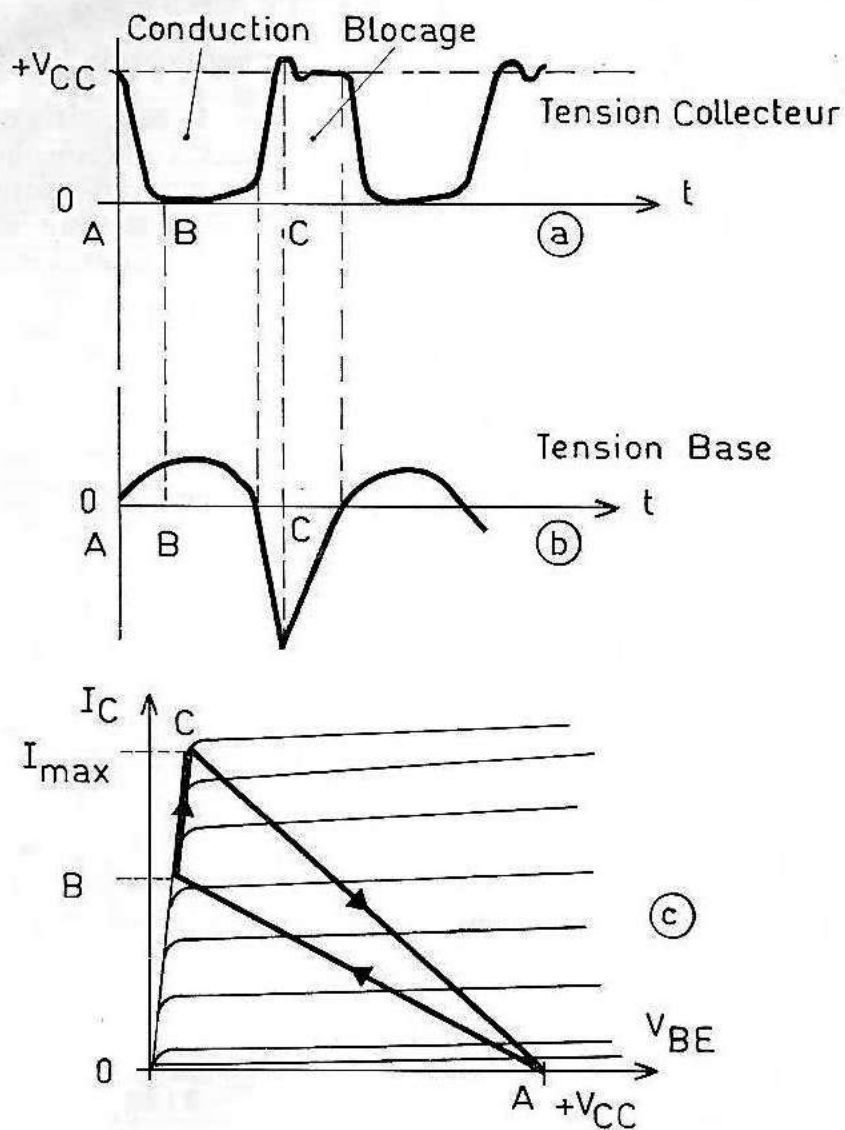


FIG. IX-5.

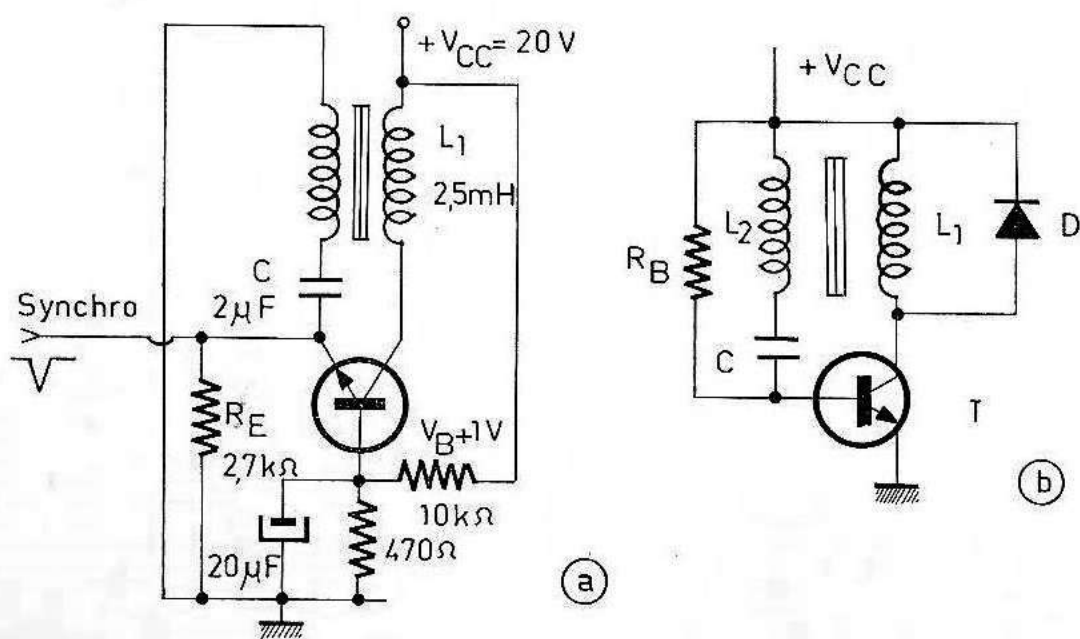


FIG. IX-6.

circuit. Mais ce dernier se charge très vite avec une constante de temps $\tau_1 = r_{11}C$ (r_{11} étant rappelons-le la résistance d'entrée en base commune du transistor et a pour ordre de grandeur de quelques dizaines à une centaine d'ohms). Dès que C est chargé, il n'y a plus de courant de collecteur et la jonction d'émetteur étant bloquée la seule voie de décharge est la résistance d'émetteur R_E . La constante de temps de décharge est alors $\tau_2 = R_E \cdot C$. τ_2 étant beaucoup plus longue que τ_1 il faudra un certain temps pour qu'il soit possible de commander à nouveau le déclenchement du montage.

Ce principe est applicable aux oscillateurs libres (*free running*) des figures IX-6 a et b. Le dernier ne diffère de celui de la figure IX-4 que par l'introduction en série avec l'enroulement L_2 d'un condensateur relativement faible. Quant au premier il met en œuvre la configuration en base commune ce qui permet d'obtenir des impulsions de durée encore plus faible.

Le fonctionnement de ces montages est très semblable à celui des oscillateurs à constante de temps $R \cdot L$.

Au moment de la conduction du transistor, un courant de base supplémentaire est fourni, cette fois-ci en parallèle avec celui fourni par la résistance R_B , pendant la seule durée de charge du condensateur, laquelle s'effectue avec une constante de temps $\tau_1 = R_{11e} \cdot C$ (R_{11e} : résistance d'entrée en émetteur commun du transistor) tandis que la durée de blocage de ce transistor est fonction de la constante de temps $\tau_2 = R_B \cdot C$ puisque, à ce moment le transistor étant bloqué sa base n'offre plus une voie de décharge à C.

On peut déduire de ce qui vient d'être dit que :

1° La période du cycle d'oscillation dépend presque uniquement de la constante de temps $\tau_2 = R_B \cdot C$. La constante de temps τ_1 étant faible devant τ_2 n'intervient pratiquement pas sur la durée totale de la période.

2° Ce type d'oscillateur fournira, justement à cause de la grande différence entre τ_1 et τ_2 , de très brèves impulsions sur le collecteur séparées par des temps morts relativement longs. Le signal sur la base est une dent de scie à temps de retour très bref.

Différentes configurations

Tout comme les oscillateurs sinusoïdaux du type Hartley à transformateur dont il ne diffère en fait que par le point de fonctionnement du transistor, l'oscillateur bloqué peut utiliser le transistor selon les trois configurations de base : base commune, émetteur commun et collecteur commun.

Comme tout relaxateur il peut être synchronisé au moyen d'impulsions, positives ou négatives selon la configuration adoptée, appliquées à travers un condensateur de faible valeur à l'électrode du transistor qui reçoit le signal de réaction via l'enroulement secondaire du transformateur. Un autre mode de synchronisation, plus rarement utilisé consiste à appliquer les impulsions de commande à un enroulement tertiaire du transformateur. Nous résumons à la figure IX-7 les schémas les plus classiques d'oscillateurs bloqués.

Le transformateur

C'est sans doute le composant le plus important du montage et il doit être étudié et réalisé avec soin. En particulier lorsqu'il s'agit d'oscillateurs à constante de temps R.L. puisque c'est lui, en priorité, qui impose la période d'oscillation du montage.

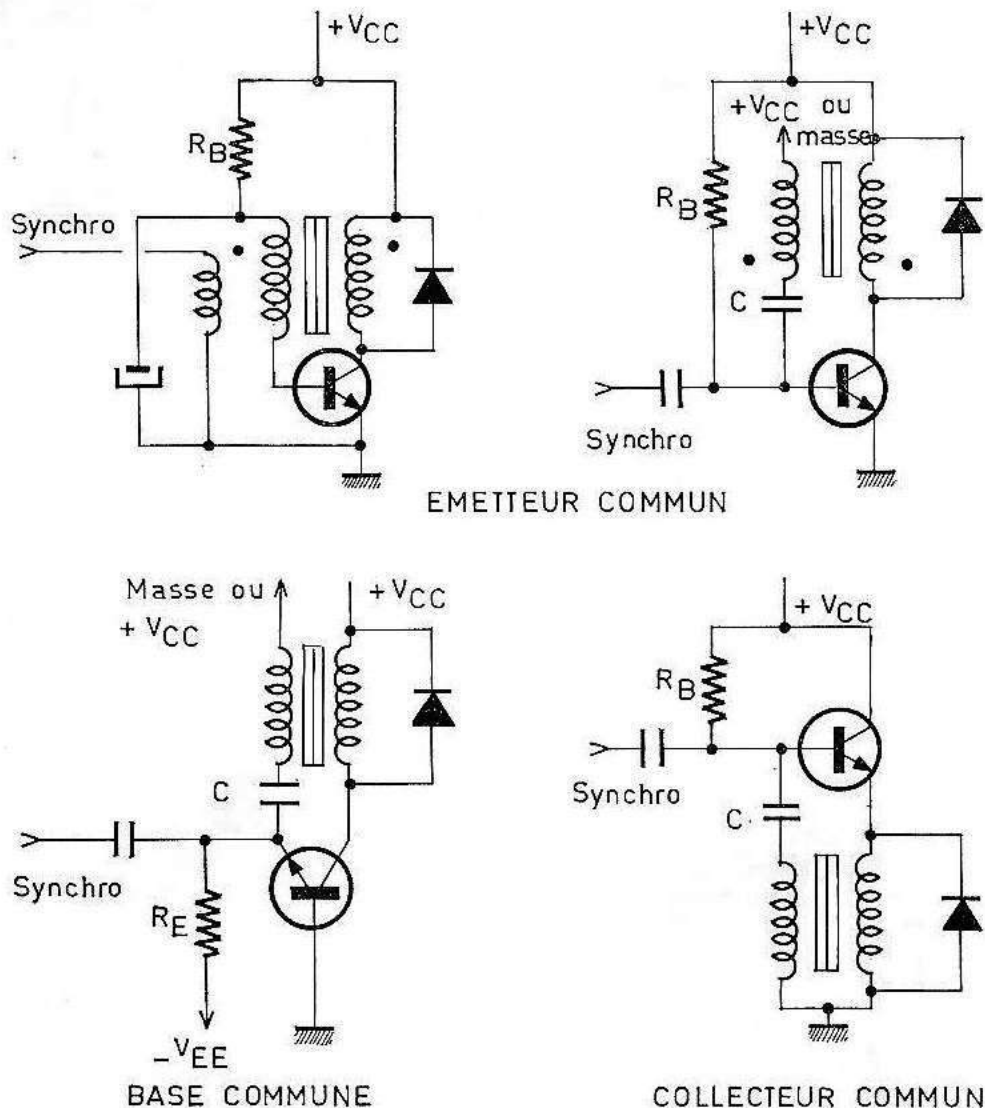


FIG. IX-7.

- Son inductance primaire doit être connue avec précision.
- Son inductance de fuite doit être aussi faible que possible car c'est d'elle que dépend la raideur des fronts de montée des impulsions recueillies sur le collecteur. De manière à diminuer autant que possible cette inductance de fuite, il sera le plus souvent réalisé sur un noyau magnétique à haute perméabilité : anhyster D ou tore de ferroxcube. Lorsque le primaire et le secondaire comportent un nombre de spires important on a souvent avantage à imbriquer les enroulements primaire et secondaire de manière à diminuer encore l'inductance de fuite.

Moyennant ces précautions on peut obtenir des transformateurs présentant une inductance primaire de plusieurs millihenrys avec une inductance de fuite de seulement quelques dizaines de microhenrys.

Applications

L'oscillateur bloqué présente deux domaines principaux d'applications :

- comme générateur d'impulsions brèves ;
- comme convertisseur continu-alternatif ou continu-continu. Cette application étant importante nous lui consacrerons un paragraphe particulier.

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS BRÈVES

De ce qui a été dit plus haut, il découle que pour cette application c'est à la version à constante de temps par résistance et condensateur que nous nous adresserons en particulier et, plus spécialement lorsque le rapport cyclique devra être très grand (impulsions de quelques microsecondes espacées de plusieurs millisecondes par exemple) à la configuration en base commune puisque la durée de l'impulsion recueillie au collecteur est fonction de $\tau_1 = R_{11b} \cdot C$ et que R_{11b} est de l'ordre de quelques dizaines d'ohms seulement. Par exemple, avec les valeurs du schéma de la figure IX-6 a on obtient des impulsions d'une durée de 5 μ s environ espacées de 2,5 ms soit un rapport de cycle de 500 environ.

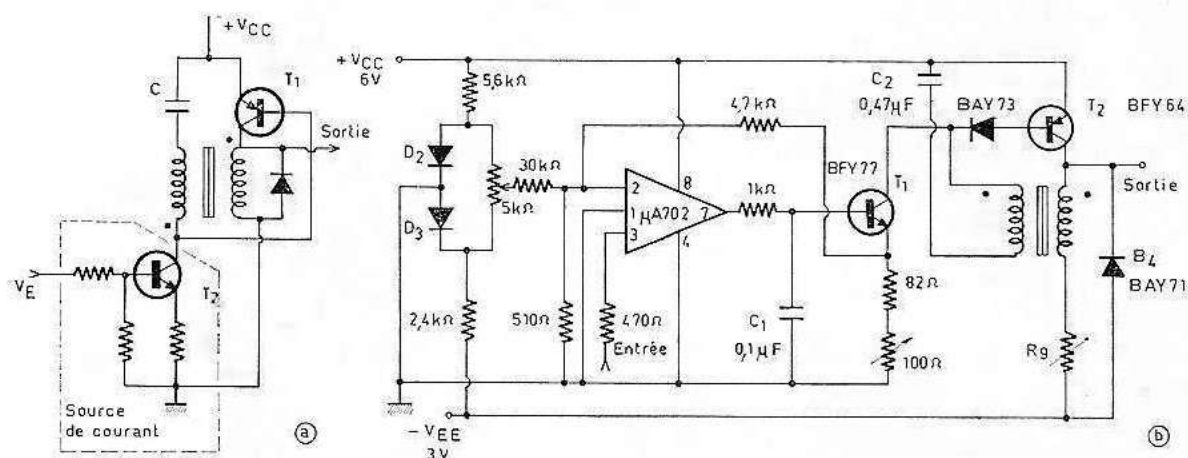


FIG. IX-8.

L'oscillateur bloqué peut être utilisé comme convertisseur tension-fréquence en ayant recours à la configuration en émetteur commun dans laquelle on remplace la résistance de base R_B par une source de courant contrôlé par une tension. Cela nous conduit au schéma de principe de la figure IX-8 a dans lequel la source de courant est obtenue au moyen du transistor T_2 dont le courant de collecteur est directement proportionnel à la tension appliquée sur la base.

Le schéma pratique d'un convertisseur tension-courant à haute sensibilité est donné à la figure IX-8 b il met en œuvre un amplificateur opérationnel monté

en convertisseur tension-courant associé à un transistor pour constituer la source de courant asservie à la tension d'entrée. Il fournit des impulsions d'une durée de quelques microsecondes se reproduisant à une fréquence comprise entre 0,5 Hz et 200 Hz lorsque la tension d'entrée varie entre 0 et 5 mV.

LES CONVERTISSEURS

On peut diviser les convertisseurs en deux grands groupes :

— Ceux de petite puissance qui mettent en œuvre des oscillateurs bloqués identiques à ceux qui viennent d'être étudiés. Nous verrons que ces montages utilisent la propriété que possède une inductance d'emmagasiner de l'énergie pendant la période de passage du courant et de la restituer sous forme d'extra-courant de rupture au moment où ce courant est interrompu. Dans ce type de convertisseurs l'énergie est accumulée dans l'inductance pendant la période de conduction du transistor oscillateur et transférée à la charge au moment où ledit transistor arrête de conduire (1).

— Ceux capables de délivrer une puissance plus importante qui utilisent des montages symétriques et que nous aurions tout aussi bien pu étudier en même temps que les multivibrateurs.

Convertisseurs asymétriques

Si nous reprenons le montage de la figure IX-1 et le modifions selon le schéma de la figure IX-9 nous pouvons établir à son sujet le raisonnement suivant :

Pendant toute la période d'établissement du courant dans l'inductance L_1 lorsque l'interrupteur K est fermé, la tension aux bornes du secondaire L_2 est pratiquement constante et égale à $-kV_E$ (k : rapport de transformation n_2/n_1) et aucun courant ne circule dans le circuit secondaire puisque la diode est polarisée en inverse. Il s'accumule dans l'inductance L_1 une énergie que nous savons être égale à :

$$W = \frac{1}{2} (L.I^2)$$

Lorsque nous ouvrons l'interrupteur K cette énergie se trouve libérée et transférée au condensateur C à travers la diode D qui est cette fois passante puisque nous savons que l'extra-courant de rupture est de sens inverse au courant qui l'a précédé.

Si nous répétons alternativement l'ouverture et la fermeture de K, il y aura, à chaque ouverture un transfert de l'énergie emmagasinée dans L_1 vers C via l'enroulement secondaire L_2 et la diode D. La valeur de cette énergie dépendra :

- de la tension d'alimentation V_E ;
- de la durée (t) pendant laquelle K est fermé ;
- de l'inductance de L_1 ;

(1) Ce type de montage trouve depuis quelques temps une nouvelle popularité dans les convertisseurs et les alimentations à découpage " Secteur Direct " pour des puissances pouvant atteindre 400 W sous la dénomination de " Fly Back ".

— du courant qui aura été atteint au moment de l'ouverture de K (ce courant est lui même fonction de V_E , de L_1 et de t (si nous pouvons négliger la résistance R_L propre à L_1).

Vue de la sortie, le montage se présente comme une source à puissance constante ou en d'autres termes dont la résistance interne est fonction de la charge.

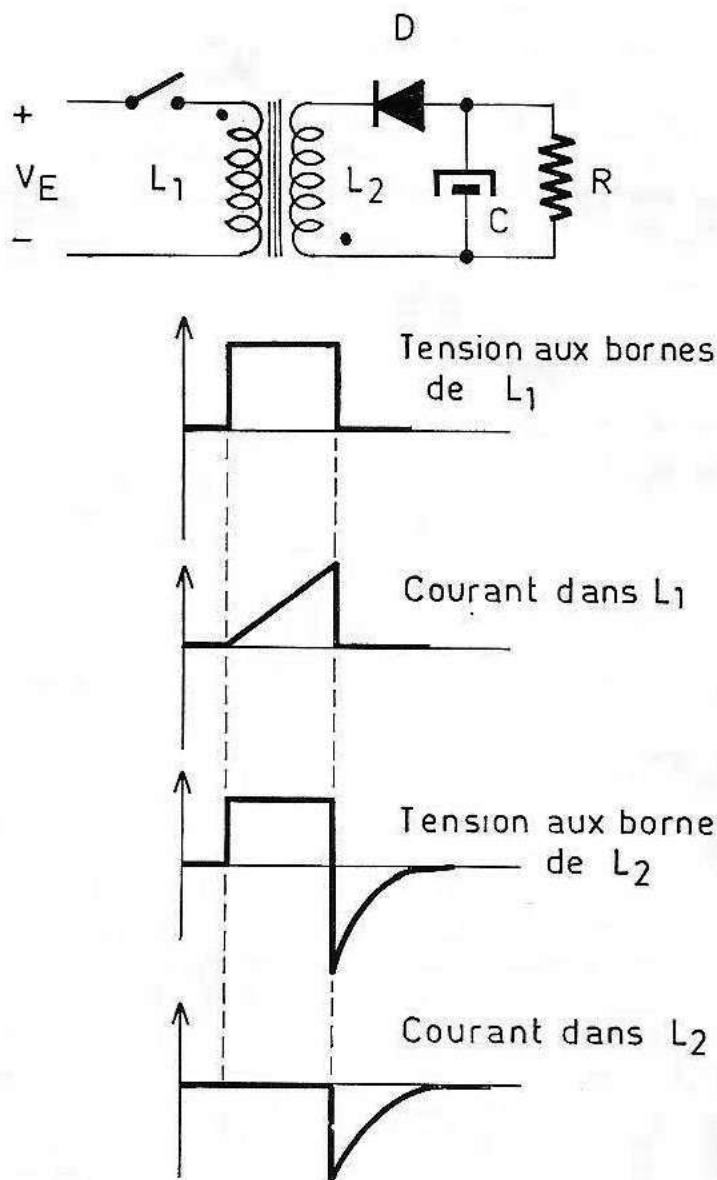


FIG. IX-9.

Comme le condensateur C débite dans la charge pendant toute la durée de blocage de la diode D , s'il est convenablement dimensionné pour ne pas trop se décharger entre deux ouvertures de K, la tension de sortie est une tension continue légèrement pulsée dont la valeur V_S est fonction de V_E et du rapport de transformation k .

Remplaçons maintenant l'interrupteur K par un transistor auquel nous

appliquons une réaction positive au moyen d'un enroulement tertiaire. Nous revenons à l'oscillateur bloqué que nous commençons à bien connaître. Etant capable de fournir un certain courant à une charge il constitue un convertisseur continu-continu capable d'alimenter, après filtrage et une éventuelle régulation, un circuit de faible puissance sous une tension différente de celle de la batterie d'alimentation et dont la figure IX-10 donne le schéma de principe.

Protection contre la diminution ou la disparition de la charge

Dans le schéma de principe de la figure IX-10, si la charge vient à diminuer par trop ou à disparaître la tension de sortie peut s'élever à une valeur dangereuse pour les différents composants du montage (transistor, transformateur, diode, condensateur de filtrage, etc.).

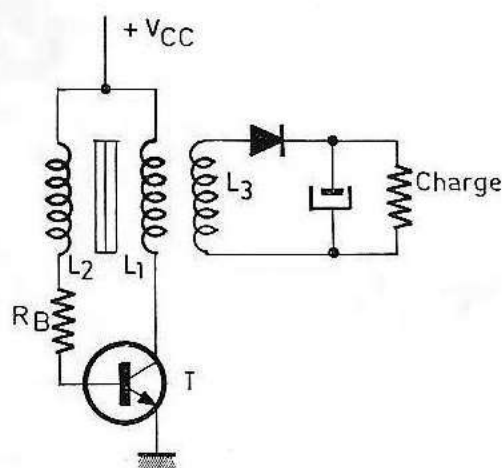


FIG. IX-10.

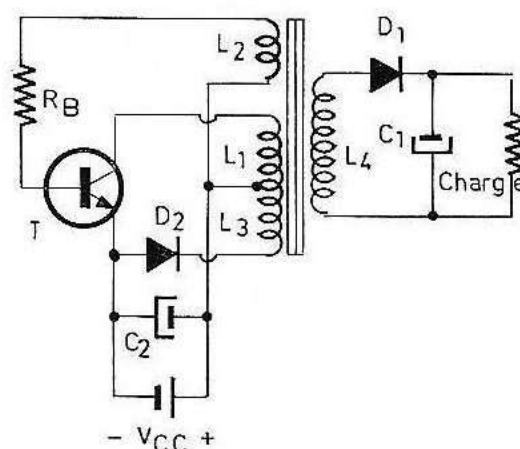


FIG. IX-11.

Un bon moyen pour éviter cet inconvénient consiste à disposer sur le transformateur un enroulement auxiliaire dont le nombre de tours est calculé de telle manière qu'en présence de la charge la tension qui prend naissance à ses bornes soit inférieure à celle de la source d'alimentation (fig. IX-11). En fonctionnement normal, la diode auxiliaire D_2 n'est jamais conductrice : pendant les périodes d'établissement du courant dans le primaire elle est polarisée en inverse et au moment où le courant dans le primaire s'interrompt, la tension qui prend naissance aux bornes de l'enroulement auxiliaire L_4 étant inférieure à celle de la source d'alimentation la diode ne conduit pas non plus. Que la charge vienne à diminuer d'une valeur dangereuse, la tension aux bornes de L_4 devient telle que la diode D_2 conduit. L'énergie emmagasinée dans le primaire est automatiquement restituée à la source d'alimentation évitant ainsi la naissance de surtensions dangereuses. Le rôle du condensateur C_2 de forte capacité est de servir de tampon, protégeant ainsi la batterie contre les surintensités au moment du transfert de l'énergie du primaire à l'enroulement auxiliaire. On obtient ainsi un double résultat :

- 1° Limitation automatique de la tension de sortie et de ce fait protection contre les surtensions ;
- 2° Récupération d'une partie de l'énergie mise en jeu.

Nous reproduisons à la figure IX-12 le schéma d'un convertisseur capable de fournir une tension de 45 V sous un débit de 3 à 4 mA à partir d'une batterie de 6 V. D'une conception assez ancienne, ce montage met en œuvre un transistor pnp au germanium ; son remplacement par un transistor plus récent du même type au silicium comme le 2N4037 par exemple, ne pose aucun problème. L'emploi d'un npn conduirait pour toute modification à l'inversion du sens, non seulement de la batterie d'alimentation mais également des diodes ainsi que des condensateurs chimiques.

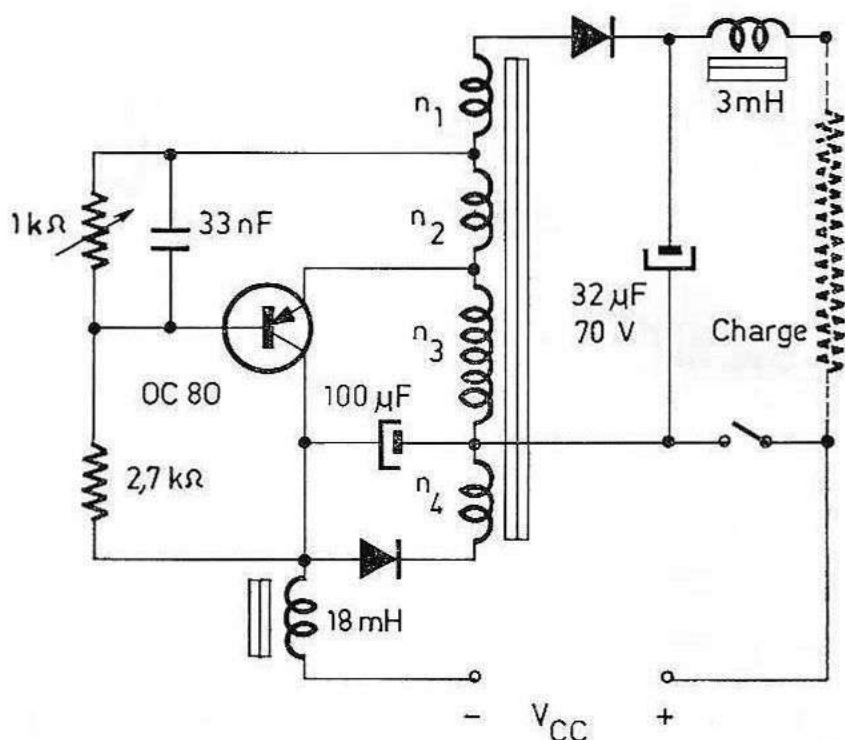


FIG. IX-12. — Caractéristiques du transformateur.

Pot ferrocube	25/16-02-3 B 2 entrefer 2/10 (R.T.C.).
n_1 :	131 spires 25/100 émaillé.
n_2 :	15 spires 25/100 émaillé.
n_3 :	84 spires 25/100 émaillé.
n_4 :	31 spires 25/100 émaillé.

Nous donnerons comme autre exemple d'utilisation de l'oscillateur bloqué en convertisseur le montage de la figure IX-13 qui est destiné à la charge d'une batterie de faible capacité à partir de l'énergie fournie par une batterie de cellules solaires. Oscillant sur une fréquence de l'ordre de 10 kHz il fournit une puissance de 3 mW à une batterie de 6 V avec un rendement de l'ordre de 60 % et pour une importante gamme d'éclairements, la tension de la source constituée par la cellule solaire pouvant varier entre 0,5 et 2 V sans que le fonctionnement ne soit perturbé. Dans ce montage, étant donnée la faible tension de la source il est indispensable d'utiliser un transistor au germanium à cause de sa faible chute de tension base-émetteur.

Convertisseurs symétriques

Rien n'interdirait en principe, pour réaliser un convertisseur symétrique, de se contenter de la version push-pull du blocking classique.

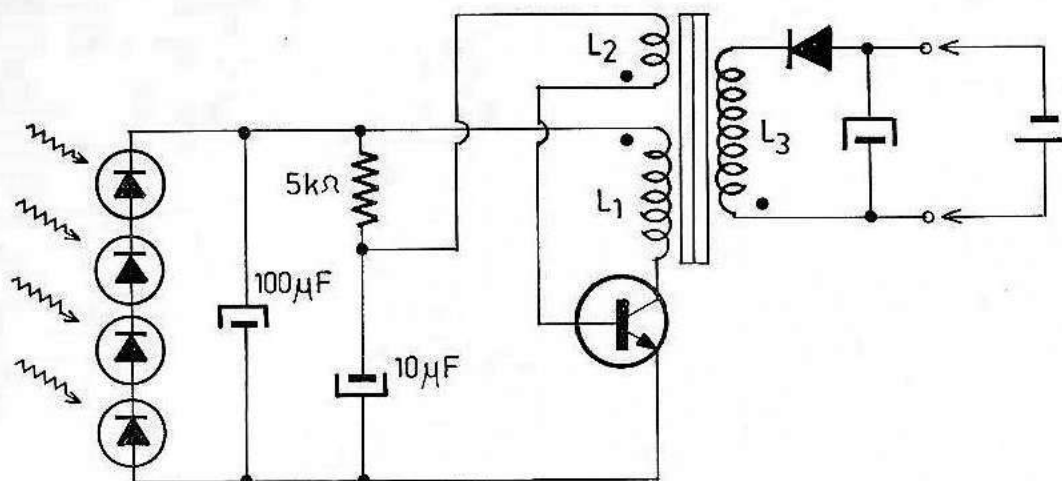


FIG. IX-13. — Caractéristiques du transformateur.

Pot Siferrite B 65 561 - AO 250 - AO 22 (Siemens).

L_1 : 270 spires fil émaillé 1/10.

L_2 : 60 spires fil émaillé 8/100.

L_3 : 1 000 spires fil émaillé 5/100.

En fait, ces convertisseurs fournissant généralement des puissances relativement importantes, on a recours à des montages qui pourraient être classés dans la catégorie des multivibrateurs à couplage inductif, cependant il nous a paru plus pratique de les étudier en même temps que les oscillateurs bloqués. La figure IX-14 en donne le schéma de principe.

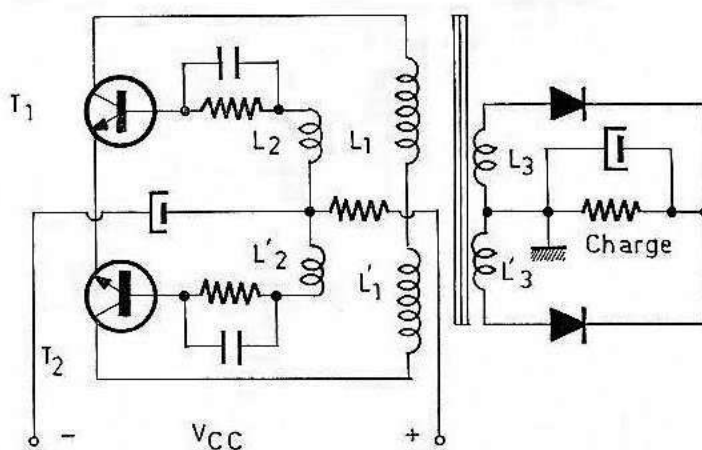


FIG. IX-14.

La différence essentielle, non pas dans le fonctionnement mais dans l'usage des convertisseurs symétriques, réside dans le fait qu'il n'y a plus accumulation

d'énergie dans l'enroulement primaire puis son transfert à la charge mais son utilisation directe et immédiate. Pour mieux comprendre ce qui va suivre reprenons un schéma à commutateur mécanique, celui de la figure IX-15. Ici la source de tension est alternativement branchée aux bornes des enroulements L_1 et L_1' du transformateur. Pour simplifier les choses nous admettrons que l'inversion se produise en un temps infiniment bref et sans solution de continuité.

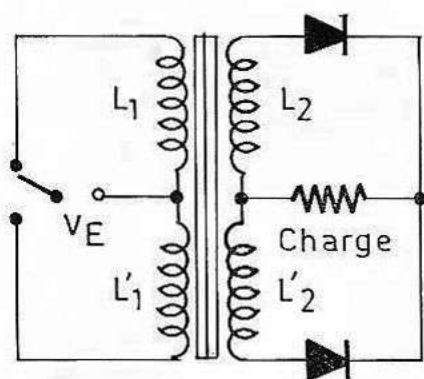


FIG. IX-15.

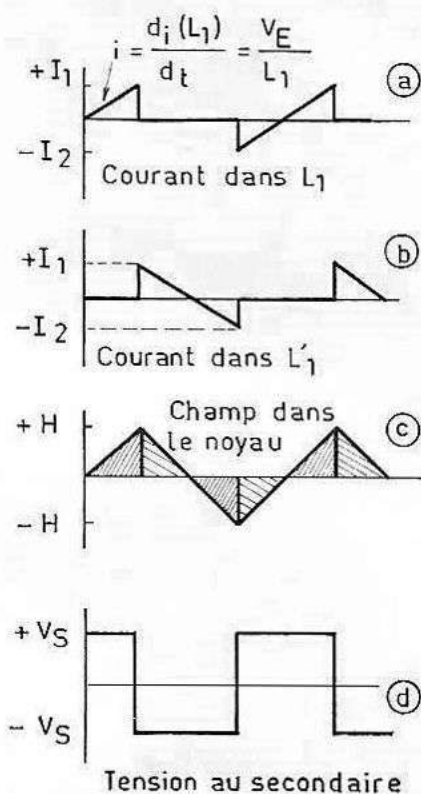


FIG. IX-16.

Supposons au départ que le commutateur se trouve dans une position médiane puis, au temps t_1 basculons le en position 1. Le courant dans l'inductance L_1 s'établit selon une loi linéaire (toujours en supposant la composante résistive du montage négligeable) jusqu'à une valeur $+I_1$ au temps t_2 où nous basculons l'interrupteur en position 2. Si, comme nous l'avons admis comme hypothèse de départ, cette inversion s'effectue sans solution de continuité, vu du circuit magnétique, le courant I_1 ne s'interrompt pas mais est remplacé instantanément par un courant I_2 de sens contraire c'est-à-dire que nous passons de la valeur $+I_1$ à une valeur décroissant linéairement jusqu'à s'inverser et atteindre une valeur $-I_2$ telle que $|I_2| = |I_1|$ au moment où l'inverseur K sera de nouveau basculé en position 1. La figure IX-16 reproduit en *a* et *b* l'allure des courants dans L_1 et L_1' et en *(c)* la résultante de leur superposition dans le circuit magnétique.

La variation du champ magnétique dans le noyau magnétique étant linéaire, il va de soi que la tension qui prend naissance au secondaire est un signal carré symétrique passant de la valeur $+kV_E$ à $-kV_E$ (k étant le rapport de transformation) (*d*).

Contrairement à ce qui se passe dans les convertisseurs asymétriques, l'énergie est transférée directement dans la charge sans que l'on assiste au fonctionnement en deux temps : accumulation de l'énergie dans L_1 puis son transfert dans la charge au moment de l'interruption du courant primaire.

Revenons au schéma à transistor de la figure IX-14, il n'y a rien à ajouter quant au principe de fonctionnement de l'oscillateur proprement dit, à ce qui a été dit plus haut concernant les convertisseurs asymétriques, si ce n'est que lorsqu'un transistor est passant, le courant induit dans l'enroulement de réaction à pour effet de bloquer l'autre transistor en même temps qu'il entretient le processus de réaction dans le transistor passant. Si les enroulements de collecteur (primaire) et de base (réaction) sont parfaitement symétriques le signal de sortie est un signal carré symétrique.

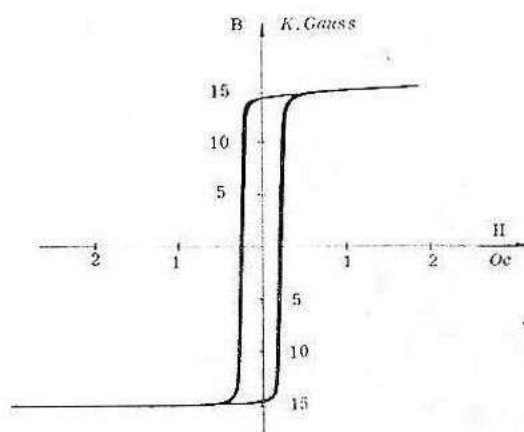


FIG. IX-17.

Hormis les convertisseurs de petite puissance fonctionnant à une fréquence relativement élevée (10 à 20 kHz) qui utilisent des transformateurs à ferrite les convertisseurs symétriques mettent en œuvre des transformateurs dont le circuit magnétique présente une caractéristique $B = f(H)$ rectangulaire (fig. IX-17). Leur fonctionnement peut alors être expliqué comme suit :

Supposons au départ le transistor T_1 conducteur. Le courant s'établit dans l'enroulement primaire selon une loi linéaire jusqu'à ce que la saturation du circuit magnétique soit atteinte. A ce moment, du fait de cette saturation, la tension qui apparaît aux bornes de l'enroulement de réaction L_2 commence à diminuer d'où amorçage de l'effet cumulatif de blocage de T_1 et simultanément commencement de conduction de T_2 jusqu'à nouvelle saturation du circuit magnétique et nouvelle inversion de l'effet cumulatif. En fait la seule différence réside dans le mode de limitation du courant qui est provoquée non plus par la saturation des transistors *mais par celle du noyau magnétique*. Toutefois pour éviter une diminution trop importante du rendement, la saturation du circuit magnétique ne devra pas être poussée trop loin.

DIVERSES CONFIGURATIONS

Dans un convertisseur on peut faire travailler les transistors soit en émetteurs communs (fig. IX-18 a) soit en collecteur commun (fig. IX-18 b) et même en base

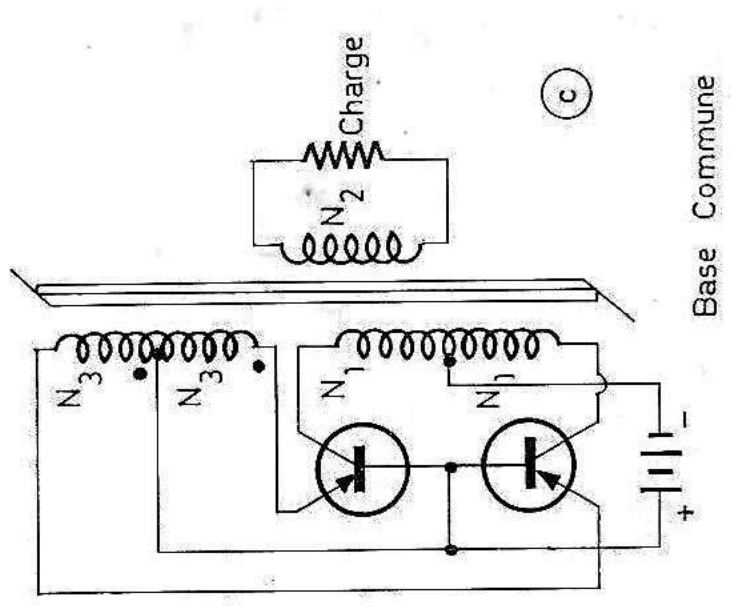
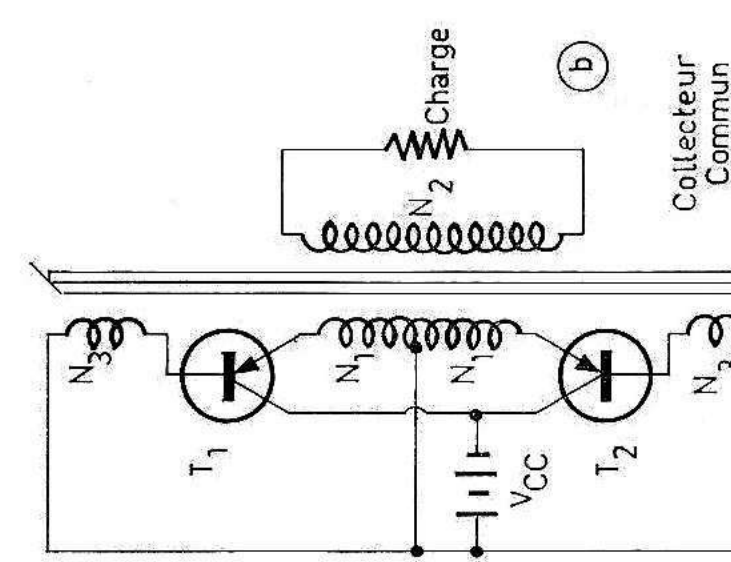
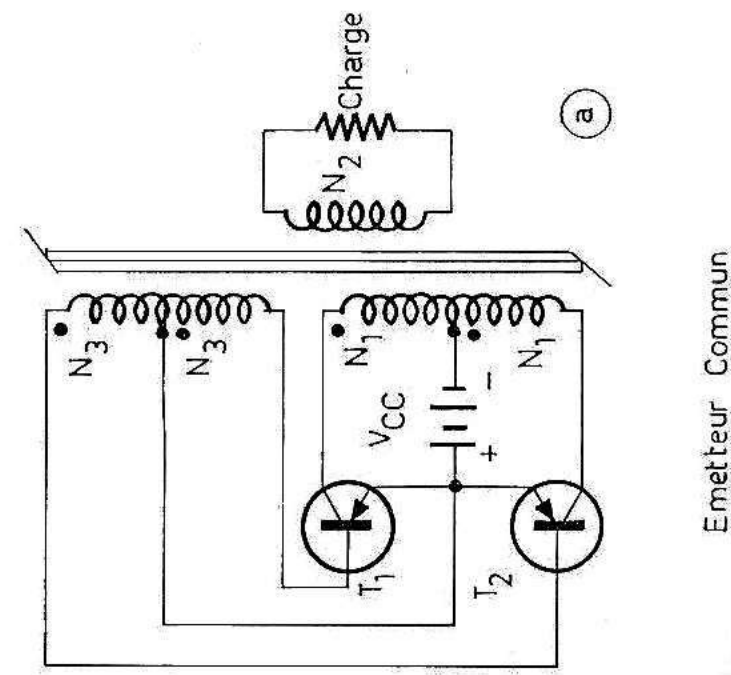


FIG. IX-18.

commune (fig. IX-18 c). La seconde configuration présente un avantage évident si l'on pense que dans la grande majorité des cas le collecteur des transistors de puissance est connecté au boîtier, puisqu'elle permet de monter les deux transistors sur un même radiateur sans prendre de précaution d'isolement particulière.

Le fait que le circuit magnétique du transformateur soit à chaque cycle amené à la saturation conduit à demander un important courant magnétisant, cela a pour effet de diminuer notablement le rendement, en particulier aux faibles charges, puisque pour permettre le blocage du transistor passant il faut obligatoirement que le courant qui traverse le primaire dépasse la valeur $I_C = \beta I_B$, que le convertisseur soit chargé ou non. Cet inconvénient peut être tourné en séparant les fonctions d'entretien de l'oscillation et de transformation de puissance. Il suffit pour cela d'utiliser un petit transformateur auxiliaire à fer saturé pour l'entretien de l'oscillation et un second transformateur de puissance pour la transformation de tension. Ce second transformateur travaillant assez loin de la saturation il est beaucoup moins « gourmand » en courant magnétisant ce qui en améliore notablement le rendement (fig. IX-19). A noter dans le schéma (b) le couplage entre les deux transformateurs au moyen d'un enroulement auxiliaire qui permet un ajustage de la réaction au moyen de la résistance R_R .

Autre avantage : dans un convertisseur à transformateur unique la fréquence d'oscillation varie assez considérablement en fonction de la charge tandis que dans la version à deux transformateurs la variation de fréquence avec la charge est beaucoup plus faible.

PROBLÈMES DE DÉMARRAGE

Afin que le convertisseur puisse démarrer en charge — et en fait un convertisseur continu-continu démarre toujours en charge puisque le condensateur de filtrage déchargé se présente à la mise sous tension comme un court-circuit — on a recours à différentes astuces. L'une consiste en la polarisation des bases des transistors au moyen d'un pont diviseur de tension (fig. IX-20 a) une autre à placer une diode en série avec la résistance de base de l'un des transistors de manière que, à la mise sous tension le condensateur monté en parallèle avec cette résistance se charge plus rapidement que celui de la base de l'autre transistor ; ce déséquilibre momentané favorise le démarrage de l'oscillation (b et c).

QUELQUES MONTAGES PRATIQUES

Nous reproduisons à la figure IX-21 quelques schémas de convertisseurs de petite puissance. Le premier (a) ne nécessite aucune explication particulière si ce qui précède a été bien compris. Il est capable de fournir une puissance de 150 W avec une tension d'alimentation de 12 V ou de 300 W sous 24 V.

Les données pour le calcul du transformateur sont les suivantes :

— Calcul du nombre de spire primaires :

$$N_p = V_a 10^8 / 4 f S B_m$$

V_a : tension d'alimentation ; f : fréquence d'oscillation (200 à 400 Hz pour le rendement optimal) ; S : section réelle du noyau en centimètre carré ; B_m : valeur

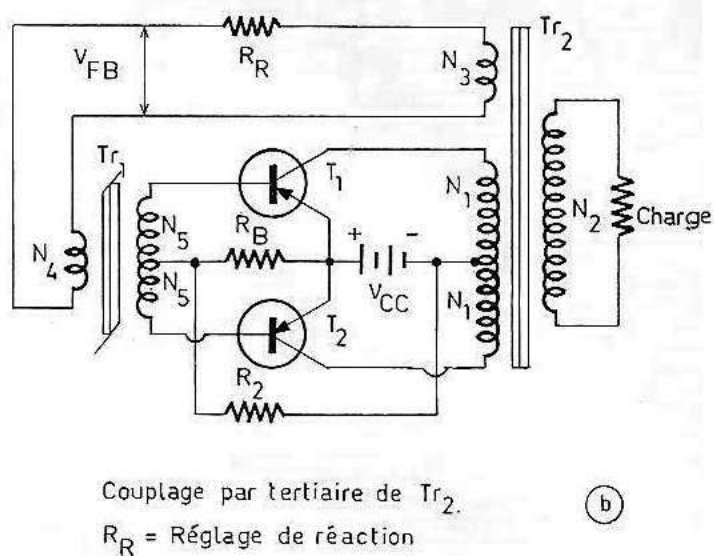
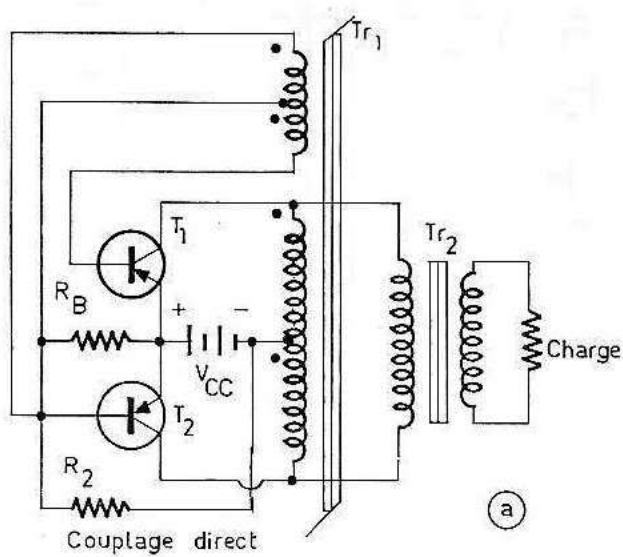


FIG. IX-19.

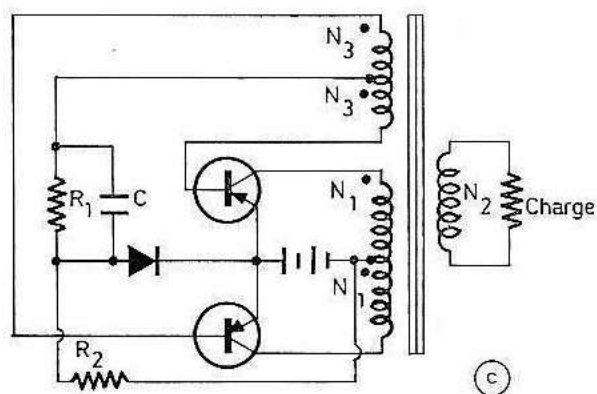
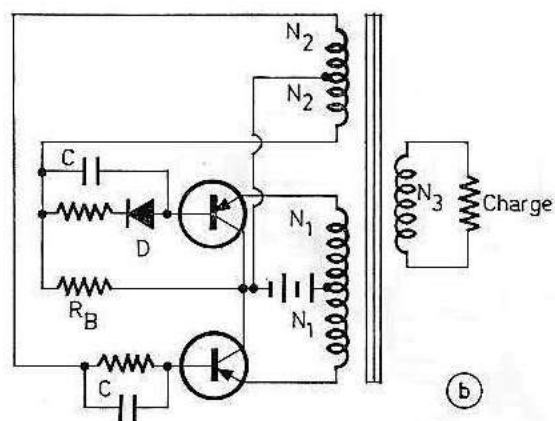
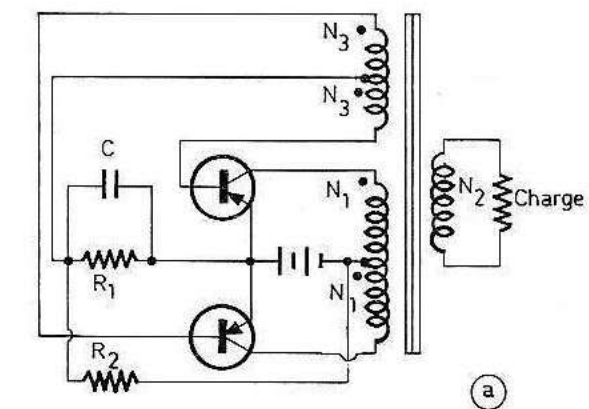


FIG. IX-20.

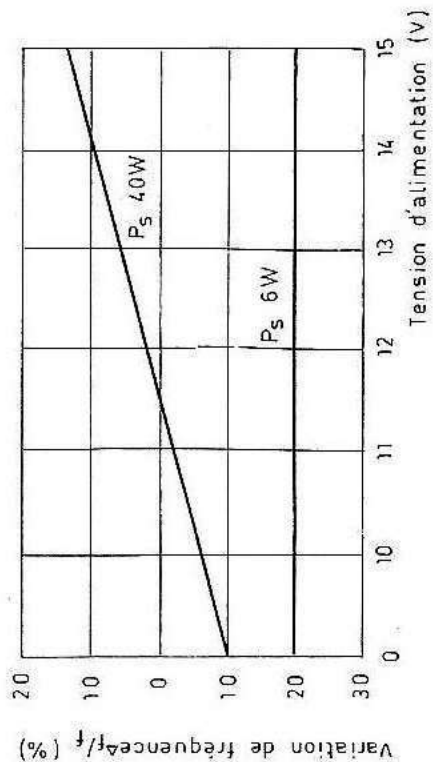
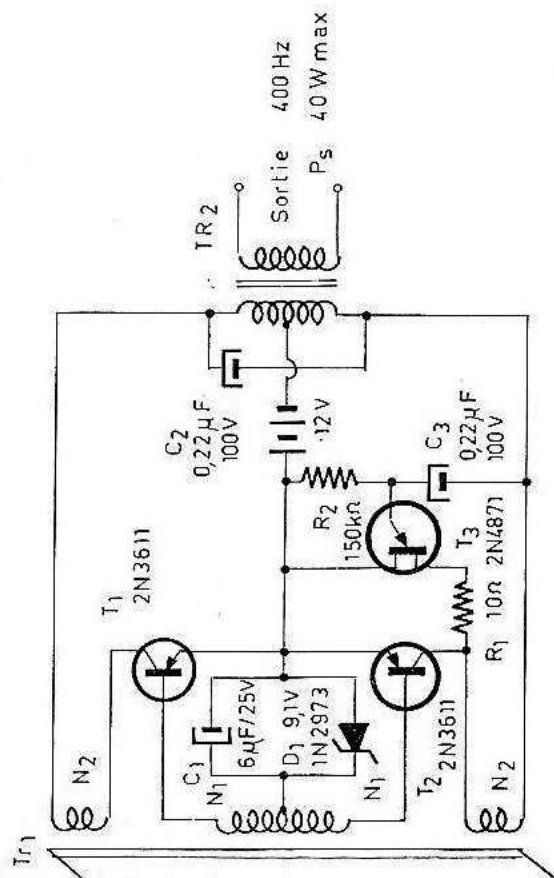
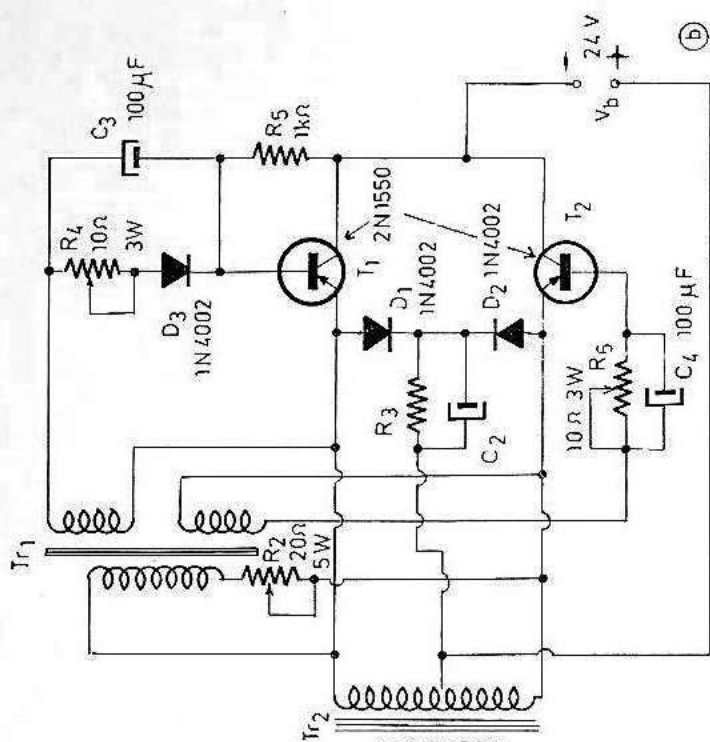
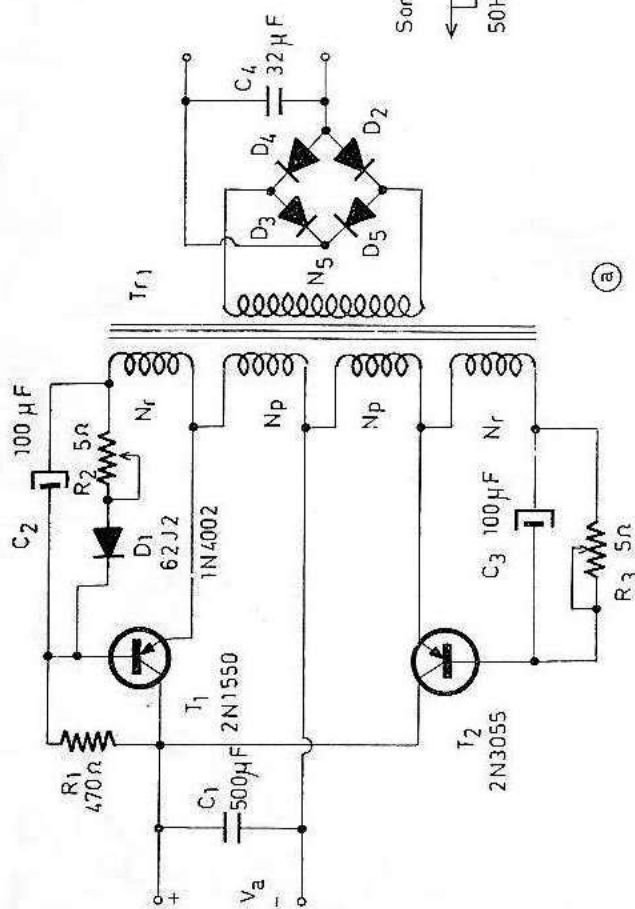
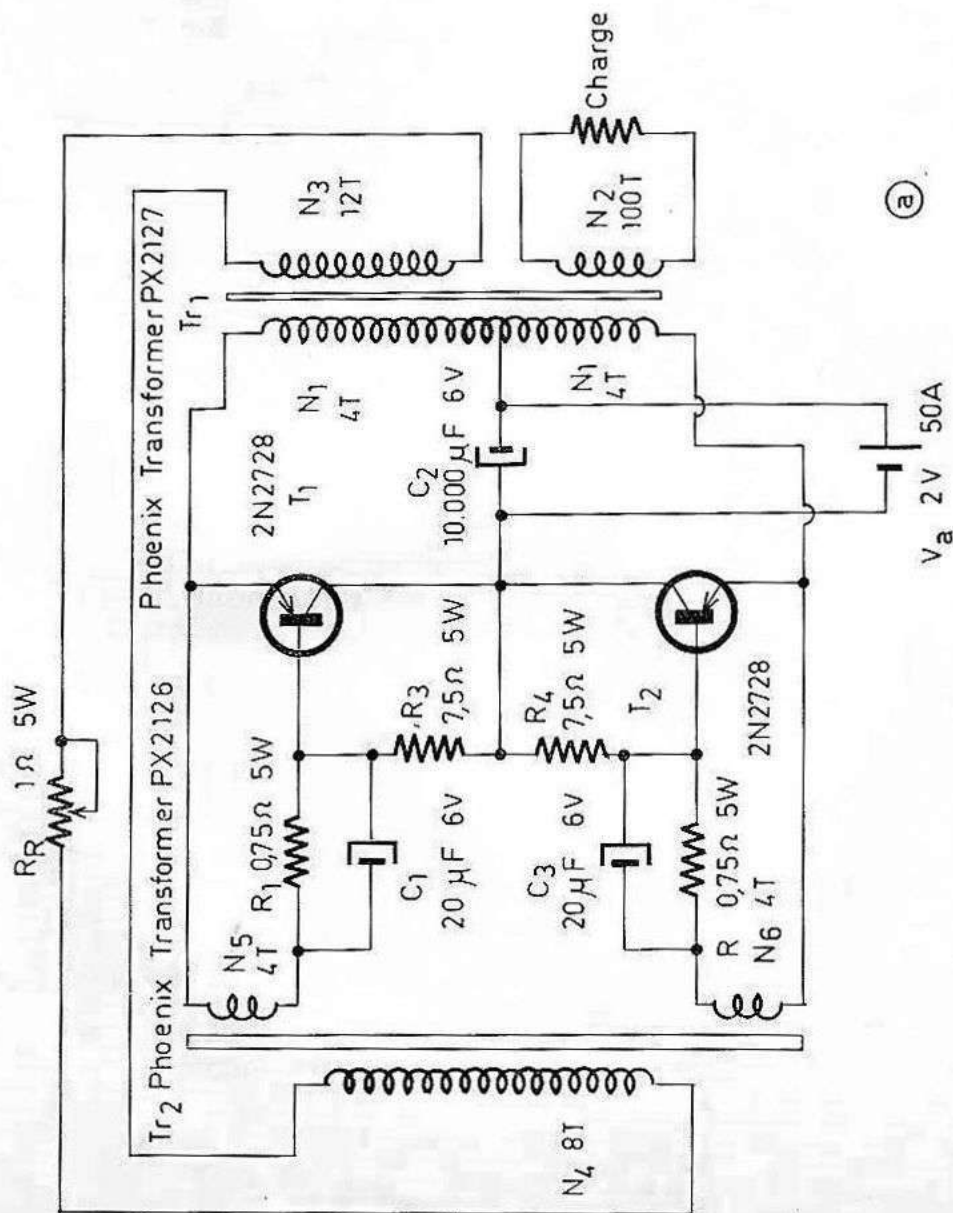
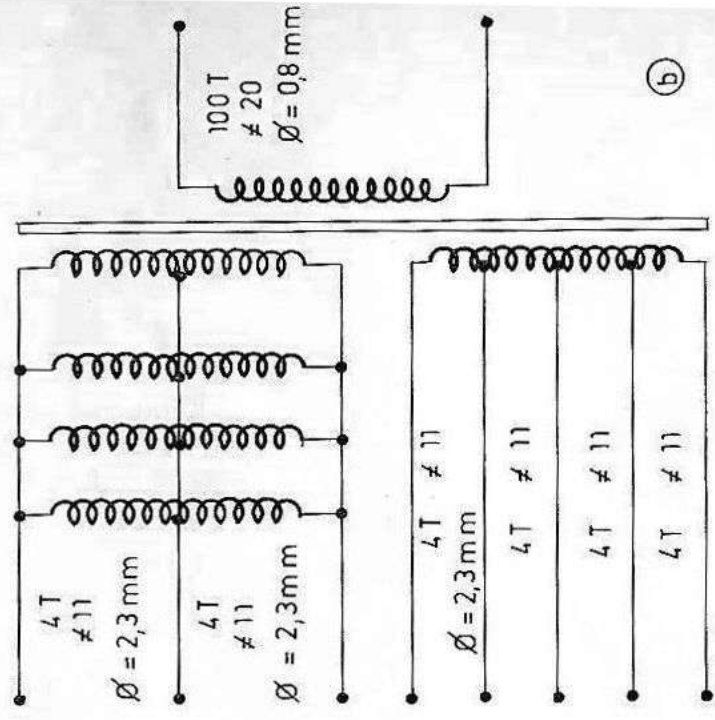


FIG. IX-21.



(a)



(b)

FIG. IX-22.

maximale de l'induction en gauss (Avec les circuits en double C Imphy il est recommandé de ne pas dépasser 16 000 G).

— Nombre de spires de l'enroulement d'entretien :

$$N_r = 3 N_P / V_a.$$

— Nombre de spires secondaires :

$$N_s = N_P (V_S / V_a).$$

Le second montage (b) est une version à deux transformateurs, ceux-ci se calculent à partir de la formule donnée plus haut en prenant comme valeur de la tension d'alimentation de Tr_1 : $U = 3 V_a / 2$. En utilisant un circuit Isolectra 2C-H10 l'enroulement primaire comporte 1 200 spires avec prises à 100, 500 et 1 100 (fil de 25/100). L'enroulement secondaire est bifilaire et comporte 145 spires de fil 35/100. Le transformateur de puissance Tr_2 se calcule à partir de la même formule mais avec $U = V_a$ et en utilisant une induction plus faible (12 000 à 14 000 G).

Le schéma (c) mérite notre attention à cause du dispositif particulier de démarrage qu'il met en œuvre : un relaxateur à transistor unijonction dont les impulsions de courant provoquent le démarrage de l'oscillation et, une fois celle-ci amorcée, synchronisent la fréquence de fonctionnement, ce qui confère au montage une bonne stabilité en fréquence tant en fonction de la charge que de la tension d'alimentation.

CHOIX DES TRANSISTORS

Dans un convertisseur comme dans tout montage mettant en œuvre des transistors travaillant à la saturation, les qualités qui leur sont demandées sont :

— présenter un rapport de transfert en courant h_{21e} suffisant pour le courant maximal dans le primaire du transformateur ;

— avoir une chute de tension à la saturation ($V_{CE\ sat}$) aussi faible que possible de manière à conserver un bon rendement. C'est pourquoi, dans les convertisseurs de forte puissance travaillant à partir d'une faible tension d'alimentation, on préférera souvent les transistors au germanium dont le $V_{CE\ sat}$ est notablement plus faible que celui de ceux au silicium. A titre d'exemple nous reproduisons à la figure IX-22 a le schéma d'un convertisseur d'une centaine de watts prévu pour fonctionner à partir d'une batterie de 2 V capable de fournir une intensité de 50 A. Les transistors qui l'équipent (2 N 2728) ont été retenus à cause de leur très faible $V_{CE\ sat}$ à 50 A: 100 mV. La figure IX-22 b donne le schéma du transformateur de puissance dont l'enroulement primaire a été réalisé en bobinant ensemble quatre conducteurs de 2,3 mm de diamètre. Grâce à ces différentes précautions on parvient, malgré la faible tension de la source d'alimentation à atteindre un rendement de l'ordre de 70 %.

CHAPITRE X

LES BOUCLES A VERROUILLAGE DE PHASE (*P.L.L. : PHASE LOCKED LOOP*) ET LES SYNTHÉTISEURS DE FRÉQUENCE

Au moment de rééditer cet ouvrage, il nous est apparu qu'il serait incomplet s'il ne comportait un chapitre sur les boucles à verrouillage de phase dont les applications sont si nombreuses (on les verra citées plus loin) qu'il faudrait un ouvrage complet pour les étudier dans leur ensemble. Ce livre, le temps nous manque pour l'écrire et nous devons nous contenter dans la présente étude, de présenter fort succinctement — espérons que le lecteur nous le pardonnera — les bases théoriques du montage dont il s'agit.

Pour ne pas « laisser le lecteur sur sa faim » nous lui proposons en fin d'ouvrage une liste de références bibliographique qui lui permettrons de compléter ses connaissances en la matière.

Qu'est-ce qu'une boucle à verrouillage de phase

Une boucle à verrouillage de phase est un dispositif asservi dont la propriété principale est de délivrer un signal synchrone en fréquence et en phase avec un signal de référence appliqué à son entrée.

Le schéma de principe d'un tel montage est reproduit à la figure X-1 *a*. Il comporte un oscillateur dont la fréquence d'oscillation peut être contrôlée au moyen d'une tension ou un courant (VCO : Voltage Controlled Oscillator ou CCO Current Controlled Oscillator). Oscillateur dont le signal de sortie est comparé en permanence avec le signal de référence sur lequel on veut le synchroniser. Tout écart de phase entre ces deux signaux provoquera en sortie du détecteur de phase un signal d'erreur composite comportant une composante continue proportionnelle au déphasage.

Après filtrage (pour éliminer la composante alternative) et une éventuelle amplification, la composante continue du signal d'erreur issu du détecteur de phase sera appliquée — à la manière d'une contre-réaction — à l'entrée de commande du VCO, ce qui aura pour effet de ramener sa fréquence en synchronisme avec le signal de référence.

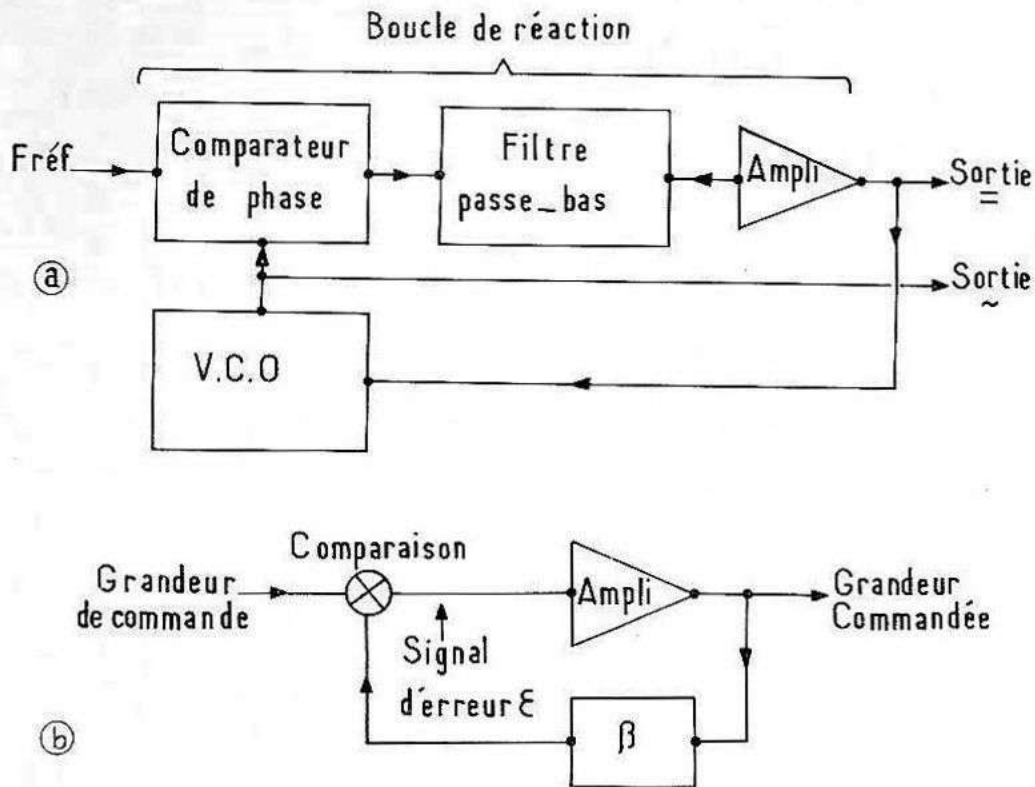


FIG. X-1.

Ce dispositif présente, on le remarque, une analogie frappante avec tout dispositif de régulation en boucle fermée dont la figure X-1 *b* rappelle le synoptique de principe : une grandeur commandée (tension, courant, température, etc.) ou un signal électrique qui lui est proportionnel est comparé en permanence avec une grandeur de commande (ou un signal électrique représentatif de cette grandeur). De cette comparaison résulte un signal d'erreur ϵ qui, après amplification et un éventuel conditionnement, est appliqué en contre-réaction à l'entrée de la boucle. Nous retrouverons donc, lorsque nous étudierons de plus près le fonctionnement de la boucle à verrouillage de phase, les mêmes notions (fidélité, stabilité, vitesse de réponse, etc.) que dans tout système asservi.

Une boucle à verrouillage de phase présente deux sorties : une délivre le signal périodique issu du VCO, l'autre fournit le signal d'erreur produit après filtrage et éventuelle amplification par le détecteur de phase. Selon l'application recherchée on peut aussi bien s'intéresser à l'un ou l'autre signal.

Verrouillage et capture

Réalisons le montage de la figure X-2. La boucle à verrouillage de phase est commandée par un générateur à fréquence variable. La tension de sortie du comparateur de phase est mesurée au moyen d'un voltmètre à zéro central et un oscilloscope à deux voies permet d'observer simultanément le signal délivré par le VCO et celui du générateur.

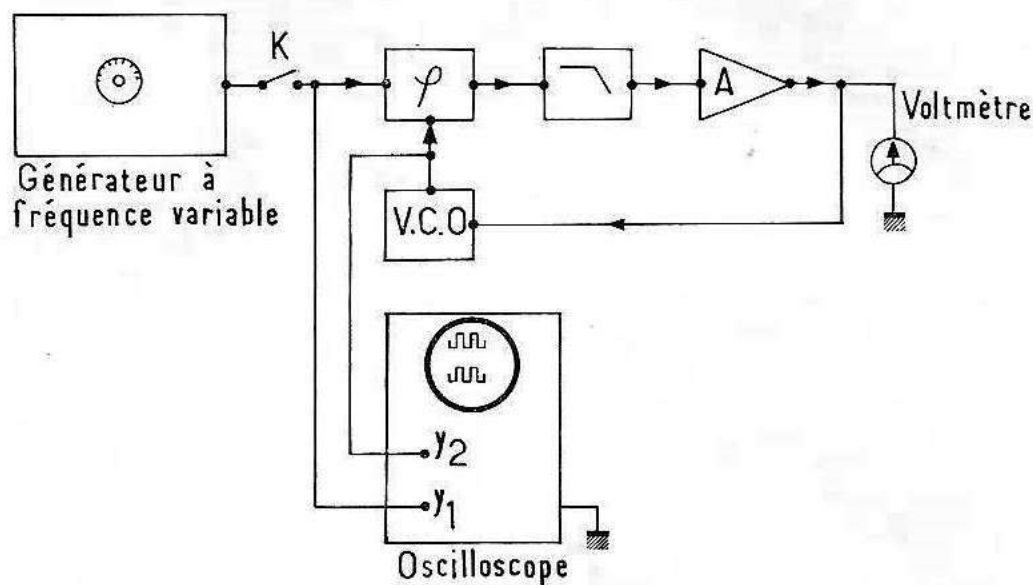


FIG. X-2.

En l'absence de signal de commande (interrupteur K ouvert) le VCO oscille librement sur sa fréquence naturelle f_0 à laquelle correspond la pulsation ω_0 (1). La tension de sortie du comparateur de phase est alors nulle (2).

Après avoir réglé le générateur sur une fréquence très inférieure à ω_0 fermons l'interrupteur K. Rien ne se passe en sortie. Faisons croître progressivement la fréquence ω_i du signal de commande fourni par le générateur. Pour une fréquence ω_{i1} nous constatons deux phénomènes simultanés :

- la tension de sortie du détecteur de phase V_C tombe brusquement à une valeur négative V_{C1} ;
- l'oscilloscope nous permet à cet instant de remarquer que le signal fourni par le VCO s'accroche spontanément en synchronisme avec le signal de commande.

Ce dernier signal continuant à croître, lorsque $\omega_i = \omega_0$ la tension de sortie du détecteur de phase passe par zéro, sans pour autant que le VCO ne décroche puisque nous sommes justement dans les conditions les plus favorables.

Puis, ω_i continuant à croître la tension V_C prend des valeurs positives croissant linéairement avec ω_i jusqu'à une certaine valeur V_{C2} correspondant à une fréquence ω_{i2} pour laquelle le VCO cesse de se synchroniser sur ω_i pour revenir à sa fréquence naturelle ω_0 tandis que V_C revient à zéro. Faisons maintenant décroître la fréquence du signal issu du générateur. *Ce n'est que pour une valeur ω_{i3} bien inférieure à ω_{i2} que le VCO reprendra le synchronisme avec le signal de commande pour ne décrocher que bien après que ω_{i1} sur laquelle il était entré en synchronisme pour les valeurs croissantes de ce signal aura été dépassé (ω_{i4}).*

(1) Pour plus de facilité et éliminer le facteur 2π qui relie la pulsation à la fréquence nous utiliserons plus volontier dans les lignes qui suivent la notation ω que f .

(2) En fait, la tension de sortie du détecteur de phase n'est pas forcément au repos celle de la masse mais pour plus de simplicité on a coutume de prendre V_{CO} (tension de sortie en l'absence de signal de commande) comme origine.

On appelle *bande ou gamme de capture* de la boucle à verrouillage de phase la gamme de fréquences comprise entre ω_{i1} et ω_{i4} pour laquelle le VCO est capable de s'accrocher spontanément en synchronisme sur le signal de commande.

La *bande ou gamme de verrouillage* est celle comprise entre ω_{i4} et ω_{i2} dans laquelle on peut, une fois le VCO mis en synchronisme, faire varier ω_i sans assister à un décrochage.

Les largeurs de ces deux bandes de fréquence, qui sont des paramètres importants de toute boucle à verrouillage de phase, dépendent de différents autres paramètres du montage que nous étudierons un peu plus loin. Toutefois nous pouvons dès à présent affirmer que *la bande de capture est toujours plus étroite que la bande de verrouillage*. (Fig. X-3).

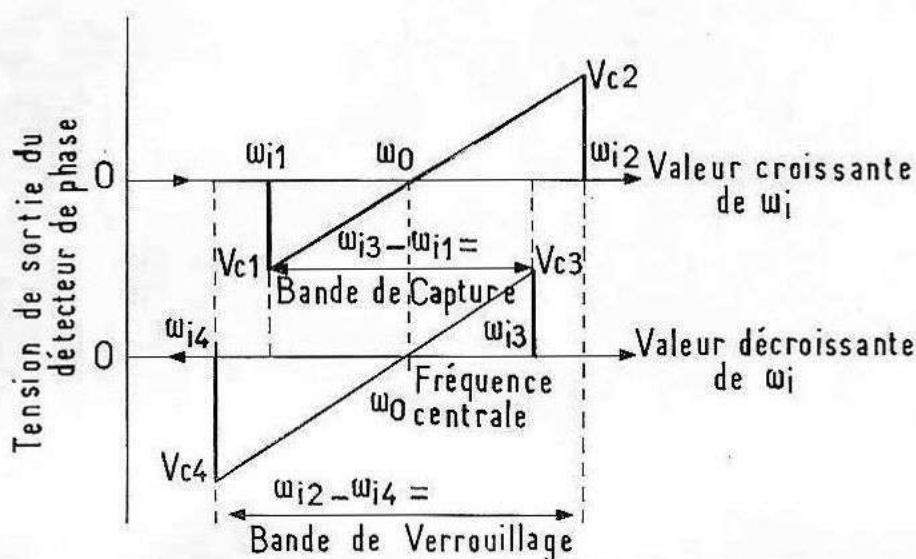


FIG. X-3.

Quelques autres définitions

Nous avons déjà défini quelques-uns des termes qui apparaîtront souvent au cours de cette étude, en particuliers la bande de capture (*Capture range*) et la bande de verrouillage (*Lock-in range* ou *tracking range*). Nous allons maintenant nous attacher à définir brièvement, en les accompagnant du terme anglais correspondant et du sigle qui les désigne habituellement, pour faciliter la lecture de la littérature d'origine anglo-saxonne, les principaux vocables utilisés dans la technique des boucles à verrouillage de phase.

OSCILLATEUR CONTRÔLÉ PAR UNE TENSION (*Voltage Controlled Oscillator : VCO*)

On désigne sous ce nom tout type d'oscillateur, multivibrateur, relaxateur, oscillateur sinusoïdal L.C. ou R.C. etc., dont il est possible de faire varier la fréquence d'oscillation au moyen d'une tension continue ou périodique appliquée à une entrée prévue à cet effet.

OSCILLATEUR CONTRÔLÉ PAR UN COURANT (*Current Controlled Oscillator : CCO*)

C'est un dispositif analogue au VCO mais dont la grandeur de commande n'est plus une tension, mais un courant.

GAIN DE CONVERSION DU VCO (OU DU CCO) (*VCO or CCO Conversion Gain : K_0*)

Suivant le type d'oscillateur, le facteur de proportionnalité qui relie la variation de fréquence du signal fourni par le VCO (ou le CCO) à la variation de tension (ou de courant) de commande qui en est la cause peut être plus ou moins important. C'est ce rapport :

$$K_0 = \frac{\Delta\omega}{\Delta V} \left(\text{ou } \frac{\Delta\omega}{\Delta I} \right)$$

exprimé en radian/seconde/volt (rd/s/V) ou en radian seconde par ampère (rd/s/A) dans le cas d'un CCO, qui est appelé gain (ou facteur de conversion) de l'oscillateur.

FRÉQUENCE D'OSCILLATION LIBRE (*Free Running Frequency : ω_0*)

Nous avons déjà vu que c'est la fréquence sur laquelle le VCO oscille naturellement en l'absence de tension (ou de courant dans le cas d'un CCO) de commande. Il arrive que l'on emploie le terme fréquence naturelle d'oscillation, ce qui n'est pas tout à fait correct. Dans une boucle à verrouillage de phase, cette fréquence est parfois également appelée fréquence centrale ; nous en comprendrons la raison un peu plus loin.

DÉTECTEUR DE PHASE (*Phase Detector : PD*)

Ce terme a déjà été rencontré, il désigne tout montage au moyen duquel on compare la phase d'un signal inconnu — dans notre cas celui issu du VCO — avec celle d'un signal de référence et dont la tension de sortie V_0 est nulle lorsque les deux signaux sont exactement en phase. Tout décalage de phase entre ces deux signaux provoque une modification de V_0 positive ou négative selon que le signal inconnu présente par rapport à la référence un décalage avant ou arrière.

DÉTECTEUR DE PHASE EN QUADRATURE (*Quadrature Phase Detector : QPD*)

Dans certaines applications (détection en modulation de fréquence, contrôle de verrouillage dans une PLL par exemple) il est intéressant de disposer d'un détecteur dont la tension de sortie V_0 est nulle non plus lorsque les deux signaux à comparer sont en phase mais lorsque leur déphasage est de 90° .

GAIN DE CONVERSION DU DÉTECTEUR DE PHASE (*Phase Detector Gain : K_d*)

C'est le rapport qui relie la tension de sortie du détecteur de phase à l'écart de phase entre les deux signaux d'entrée :

$$K_d = \frac{\Delta V_0}{\Delta\omega}$$

exprimé en volts par radian (V/rd).

Il est à noter que dans certains types de détecteurs de phase ce gain de conversion peut être, pour les faibles signaux, affecté par l'amplitude desdits signaux.

FILTRE PASSE-BAS (*Low Pass Filter: LPF*)

Le détecteur de phase est généralement constitué par un dispositif analogue à un mélangeur de fréquence ou à un multiplicateur de tension, ce qui revient au même, son signal de sortie est donc un signal composite qui contient à la fois la différence et la somme des signaux d'entrée. Le signal différence constitue la composante continue et est le seul intéressant ; il convient donc d'éliminer le signal somme au moyen d'un filtre passe-bas. On se contente souvent d'un simple réseau R.C. constituant un filtre du premier ordre (atténuation des signaux de fréquence supérieure à la fréquence de coupure ω_c de 6 dB par octave). Mais il est parfois nécessaire de recourir à un filtrage plus efficace (filtre du second ordre : atténuation de 12 dB/octave). Nous aurons l'occasion de constater dans un paragraphe suivant que les caractéristiques de ce filtre ont une influence très importante sur le fonctionnement de la boucle, en particulier en ce qui concerne la bande de capture, la stabilité, la vitesse de réponse à une brusque variation de la fréquence d'entrée, à l'immunité du montage aux parasites, etc. La caractéristique de transfert $F(s)$ ou $H(s)$ du filtre est donc une donnée importante.

Dans de nombreux cas, le filtre est suivi d'un amplificateur pour tension continue, qui peut même lui être associé sous forme d'un filtre actif. Le gain en tension (ou en courant dans le cas d'un CCO) A de cet amplificateur doit également être considéré.

GAIN DE BOUCLE (*Loop Gain: K_V*)

Comme dans tout système asservi on est amené à considérer le gain total de la boucle constituée par le VCO, le détecteur de phase, le filtre et l'éventuel amplificateur. Ce gain est tout naturellement le produit des gains des différents éléments de la boucle :

$$K_V = K_0 \cdot K_d \cdot A$$

— K_0 s'exprimant en rd/s/V

— K_d en V/rd

— et A étant sans dimension

on constate en simplifiant que K_V s'exprime en s^{-1} .

FACTEUR D'AMORTISSEMENT (*Damping factor: ζ*)

C'est le facteur d'amortissement classique de tout système à réaction du second ordre. Dans le cas d'une boucle à verrouillage de phase, c'est le facteur qui détermine la vitesse de réponse de la boucle à une brusque variation de la fréquence d'entrée sans dépassement ou oscillation excessifs.

FRÉQUENCE NATURELLE DE BOUCLE (*Natural Loop Frequency: ω_n*)

A ne pas confondre avec la fréquence d'oscillation libre du VCO.

C'est la fréquence caractéristique de la boucle qui se définit mathématiquement par la position des pôles et des zéros sur le plan complexe.

Expérimentalement on peut la déterminer comme la fréquence de modulation du signal d'entrée pour laquelle une boucle sous-amortie fournit la tension maximale à la sortie du détecteur de phase et pour laquelle l'excursion de l'erreur de phase est la plus grande.

LARGEUR DE BANDE DE BRUIT DE LA BOUCLE (*Loop Noise Bandwidth*: BL)

Cette propriété de la boucle intimement liée à son facteur d'amortissement ζ et à sa fréquence naturelle ω_n définit en fait sa bande passante tant pour le signal d'entrée que pour les signaux parasites. En dehors de cette bande, signal d'entrée et parasites sont considérablement atténués.

Il se peut que certaines de ces définitions, obligatoirement sommaires, ne paraissent pas toujours très claires, elle le deviendront lorsque nous serons conduits à les développer plus amplement au cours des paragraphes à venir.

Les comparateurs de phases

Ayant déjà rencontré différents schémas de VCO au cours de cette étude nous ne croyons pas utile d'y revenir. Aussi nous intéresserons-nous dès maintenant aux comparateurs de phases.

Du point de vue de leur conception, ces montages peuvent se répartir en deux catégories :

- ceux qui fonctionnent en mode analogique ;
- ceux qui font appel à une technique purement numérique.

Quant à leur fonctionnement, on peut distinguer ceux dont la tension continue de sortie est nulle lorsque les signaux à comparer sont en phase et ceux qui délivrent une tension minimale lorsque ces signaux sont en quadrature.

MONTAGES EN MODE ANALOGIQUE

Pour comprendre ces montages nous nous référerons à la figure X-4 qui comporte essentiellement un amplificateur différentiel (transistors T_1 à T_3) et deux montages redresseurs délivrant des tensions : positive pour le premier (D_1 - D_2) et négative pour le second (D_3 - D_4).

Le signal dont la phase est inconnue est appliqué à l'entrée 1 (base de T_1). Il apparaît amplifié sur les collecteurs de T_1 et T_2 en *opposition de phase*.

Quant au signal de référence, c'est à la base de T_3 , lequel constitue la source de courant commune aux émetteurs de T_1 et T_2 , qu'il est appliqué. Il apparaît *avec la même phase* sur les collecteurs de ces deux transistors.

Si les deux signaux d'entrée sont en quadrature, les sommes vectorielles de leurs composants sur les collecteurs de T_1 et T_2 sont d'égale valeur mais de signes opposés. La somme algébrique des courants continus obtenus par redressement de ces signaux est nulle et le potentiel de la sortie est zéro.

Pour tout autre déphasage, les tensions composites présentes sur les collecteurs de T_1 et T_2 sont de valeurs différentes et leur somme algébrique en sortie est positive ou négative selon que le déphasage est supérieur ou inférieur à 90° .

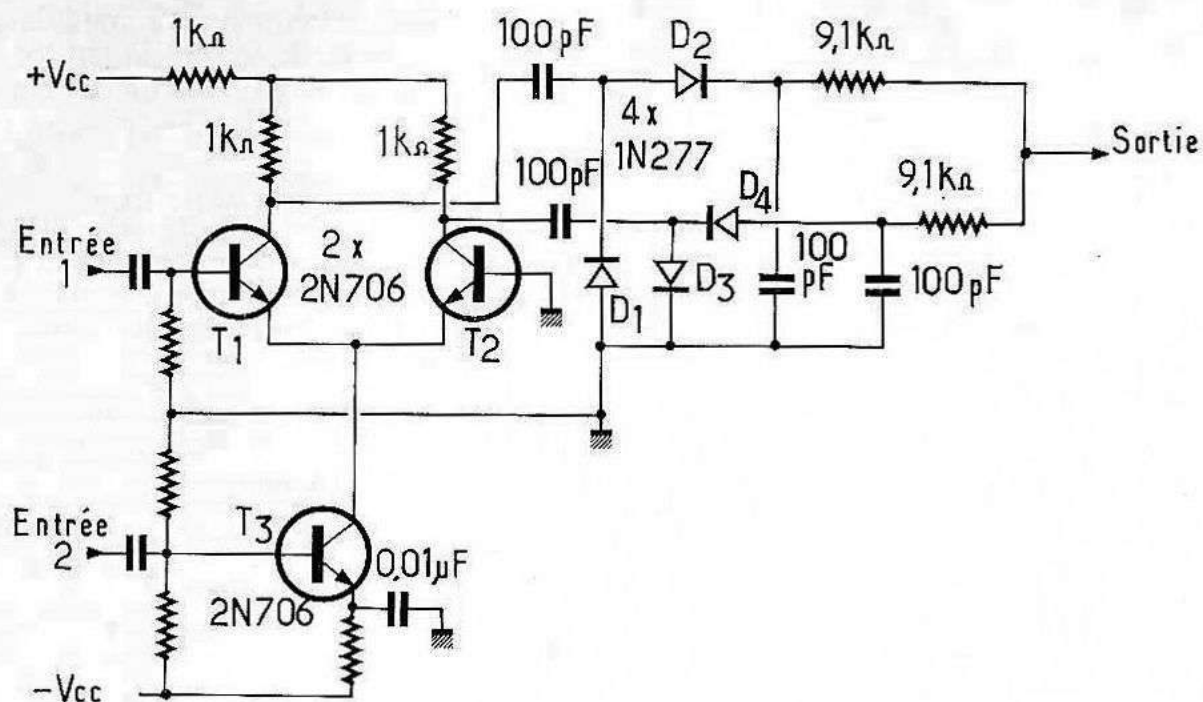


FIG. X-4.

Un inconvénient de ce montage est que, pour un même déphasage, la tension de sortie peut varier en fonction de l'amplitude des signaux d'entrée. Il y aura donc lieu, si nécessaire, de les amplifier et de les écrêter avant de les adresser au comparateur de phase.

Remarquons qu'en fait, le montage n'est autre qu'un multiplieur simplifié puisque le courant collecteur de T_3 , qui est égal à la somme des courants d'émetteur de T_1 et T_2 est proportionnel au courant dans la connexion commune d'émetteurs.

Nous n'avons évoqué ce montage, peut-être un peu vieillot, que pour introduire les comparateurs de phase, à multiplieur symétrique, mis en œuvre dans certaines boucles à verrouillage de phase en circuit intégré, telles par exemple, la série NE 560 à 567 de Signetics dont nous reproduisons le schéma de principe à la figure X-5.

Les transistors T_1 et T_2 constituent un amplificateur différentiel dont les charges de collecteur, ne sont autres que R_{c1} et R_{c2} , car le signal du VCO appliqué à l'entrée « Haute » est d'amplitude suffisante pour saturer, selon la phase T_3 et T_5 ou T_4 et T_6 . On conçoit que, selon l'écart de phase entre le signal de référence appliqué à l'entrée de l'amplificateur différentiel T_1 - T_2 et le signal issu du VCO, la durée et l'amplitude des signaux recueillis à la sortie seront plus ou moins importantes et par conséquent plus ou moins grande la tension continue obtenue après intégration de ces signaux.

Cette explication succincte pourra paraître sommaire à certains lecteurs. Ils comprendront qu'une explication détaillée de ce qui se passe vraiment dans le montage entraînerait à un long développement mathématique qui n'aurait pas sa place dans ce court chapitre qui se veut beaucoup plus pratique que théorique.

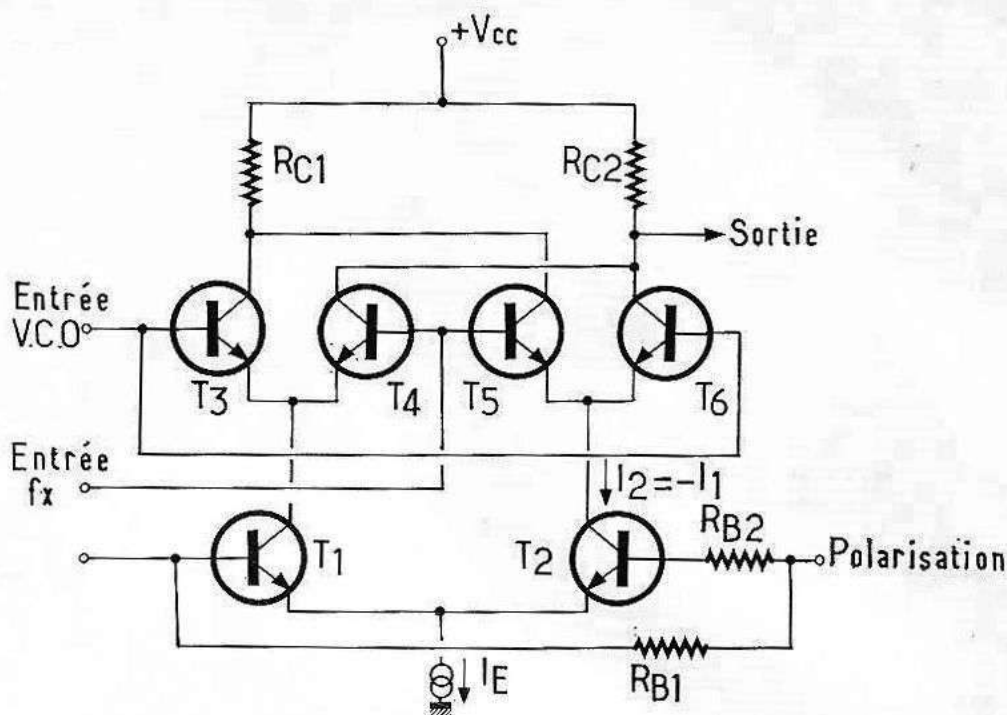


FIG. X-5.

Outre l'inconvénient de fournir une tension de sortie capable de varier avec l'amplitude des signaux d'entrée, les montages à multiplieur présentent celui de ne fonctionner correctement qu'avec des signaux dont le rapport cyclique est voisin de 50 %. Ils présentent également la propriété de fonctionner également sur des signaux de fréquences assez différentes à conditions que ces fréquences soient entre elles dans un rapport simple c'est-à-dire que l'une d'elles soit un *harmonique* de l'autre.

MONTAGES FONCTIONNANT EN MODE NUMÉRIQUE

Lorsque les signaux de référence et ceux issus du VCO sont des signaux carrés, d'amplitude suffisante pour commander des portes logiques, on peut faire appel pour détecter l'écart de phase à des montages purement numériques, le plus simple de ceux-ci est la porte OU-Exclusif (fig. X-6) dont la table de vérité est rappelée ci-après :

A	B	S
1	1	0
1	0	1
0	1	1
0	0	0

Elle permet de comprendre instantanément le fonctionnement de cette porte utilisée en comparateur de phase selon le schéma de la figure X-6. On constate

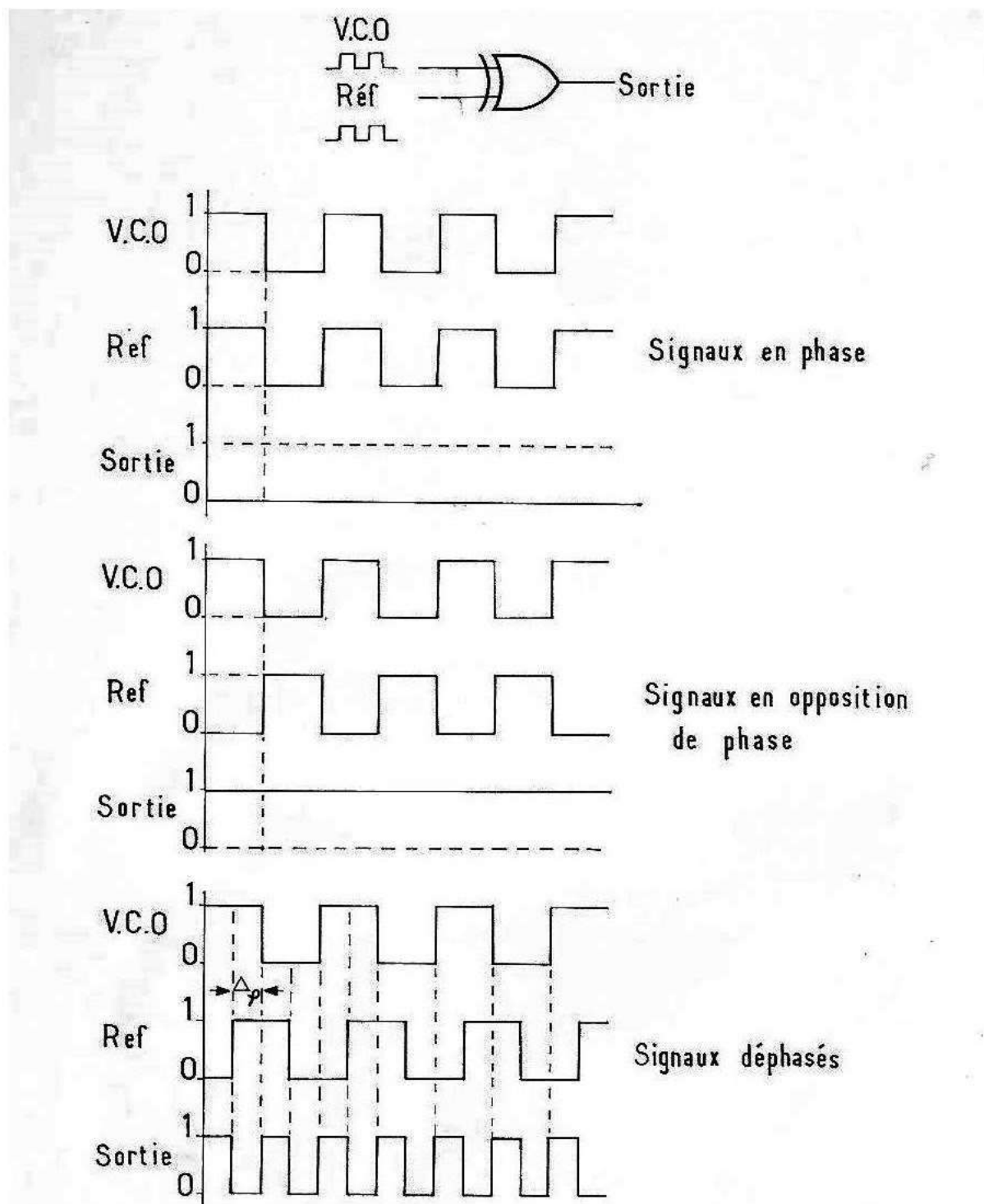


FIG. X-6.

que pour des signaux en phase, la tension de sortie est nulle et quelle est maximale lorsqu'ils sont en opposition.

Un inconvénient de ce montage est qu'il ne « voit » pas le sens de l'écart de phase : un déphasage « avant » de 30° par exemple, fournira en sortie un même

signal qu'un déphasage « arrière » de même valeur. Un autre inconvénient du comparateur de phase à porte OU-Exclusif, est qu'il exige pour fonctionner correctement, des signaux dont le rapport cyclique est aussi voisin que possible de 50 %.

On ne rencontre pas ces inconvénients avec les détecteurs de phase à bistables dont la figure X-7a donne le schéma de principe. Il est constitué essentiellement par deux bistables R.S. et deux ou trois portes $\overline{\text{ET}}$ (Nand). Les signaux à comparer sont adressés, aux entrées S (Set) des bistables dont les sorties Q commandent, à travers une porte Nand et un élément de retard, constitué par une de ces portes aux entrées R (reset : remise à zéro) des bistables.

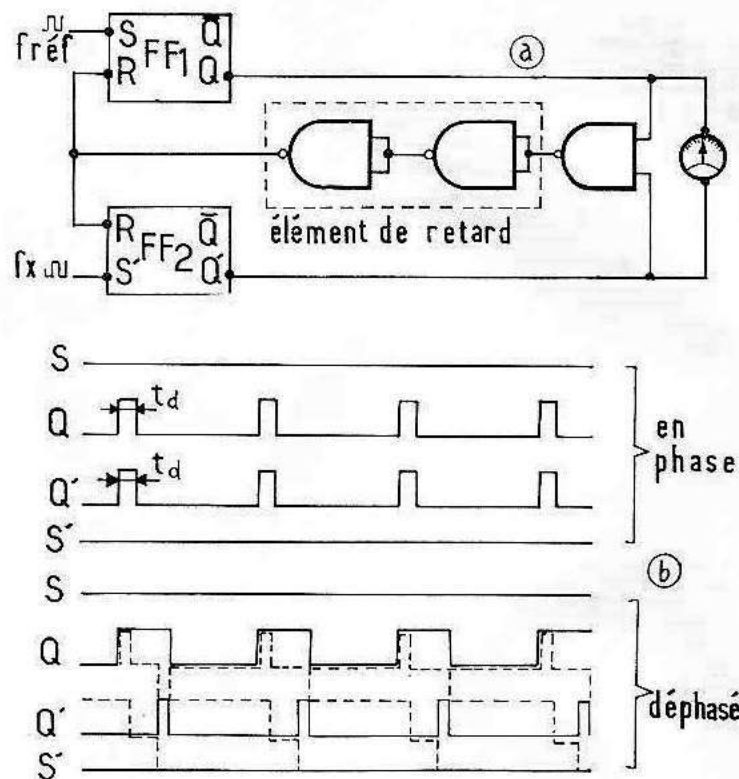


FIG. X-7.

Supposons que les signaux à comparer soient en phase, les deux bistables vont passer simultanément à l'état $Q = 1$. La porte Nand placée en sortie va voir sa sortie passer à 0 et celle utilisée comme élément de retard verra sa sortie passer à l'état « 1 » après un retard t_d égal à son propre délai de propagation. Un ordre de remise à zéro des deux bistables apparaîtra donc à sa sortie après ce délai ce qui aura pour effet de ramener à zéro les sorties Q des deux bistables. Sorties Q sur lesquelles on ne recueillera que de très brèves impulsions de durée t_d , lesquelles une fois intégrées par le filtre passe-bas (qui sera étudié plus tard) ne donneront naissance qu'à une très faible tension continue.

Qu'un retard de phase existe entre les signaux d'entrée, l'un des deux bistable passera à l'état 1 avec un retard proportionnel au déphasage ; ce n'est qu'à cet instant que l'ordre de remise à zéro des bistables apparaîtra sur les entrées « R ».

Les impulsions recueillies sur la sortie Q du bistable qui reçoit le signal d'entrée en avance sur l'autre auront donc une durée proportionnelle au déphasage alors que sur la sortie Q de l'autre bistable ces impulsions ne dureront que le temps de propagation t_d . Un appareil de mesure à zéro central branché entre ces deux sorties déviara naturellement du côté correspondant aux impulsions « longues ».

Pour obtenir une tension continue proportionnelle à l'écart de phase entre les signaux d'entrée on peut recourir à différents montages. La figure X-8 en donne deux exemples. Le premier (a) fait appel à un additionneur algébrique mettant en œuvre deux circuits inverseurs, deux résistances et une diode. Après intégration au moyen d'un filtre passe-bas, on obtient une tension de sortie positive si le signal entrée en « 1 » est en avance sur celui de l'entrée « 2 », tandis qu'elle est négative dans le cas contraire. Un déphasage nul conduit à une tension de sortie nulle.

Dans le second montage (b) on utilise un amplificateur opérationnel monté en intégrateur différentiel pour obtenir le même résultat.

Ce sont des dispositifs basés sur le même principe que le comparateur de phase de la figure X-9 qui sont mis en œuvre dans les circuits intégrés pour boucle à verrouillage de phase CD 4046 (RCA) et MC 4344 (Motorola).

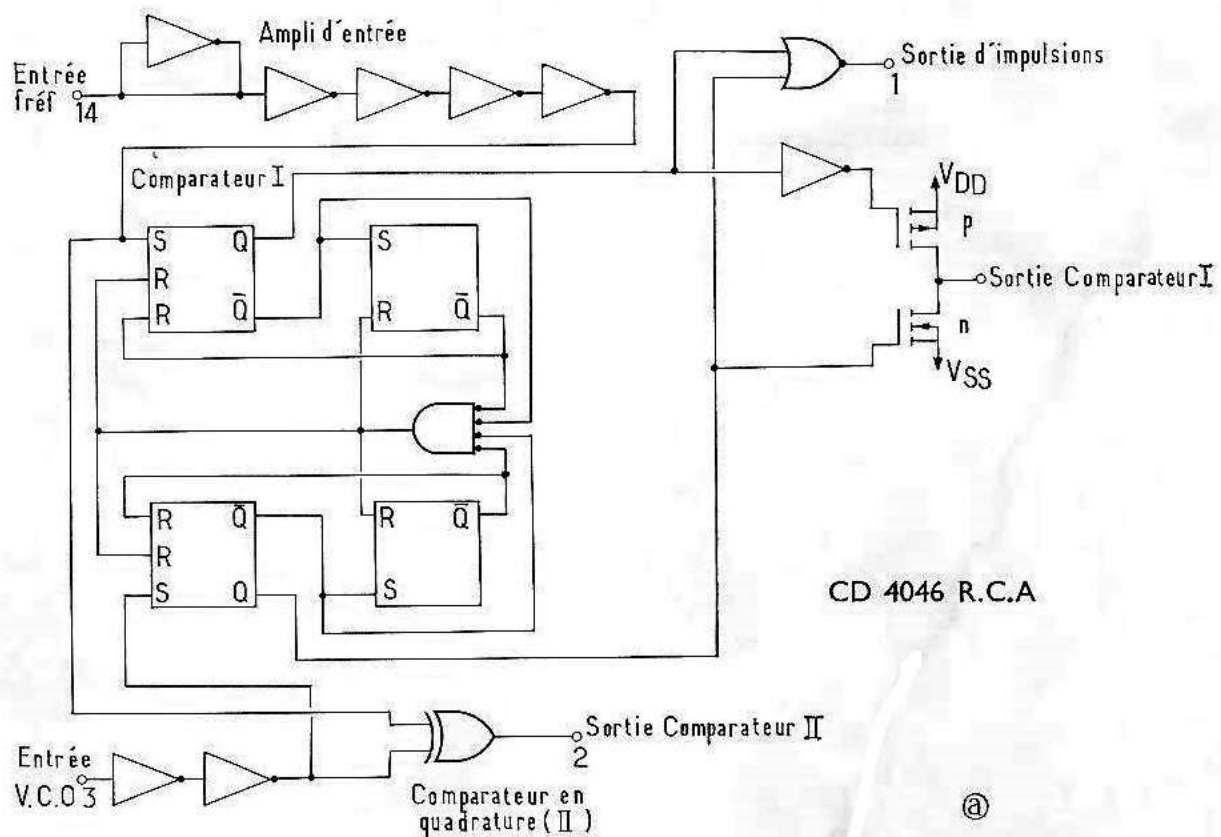


FIG. X-9.

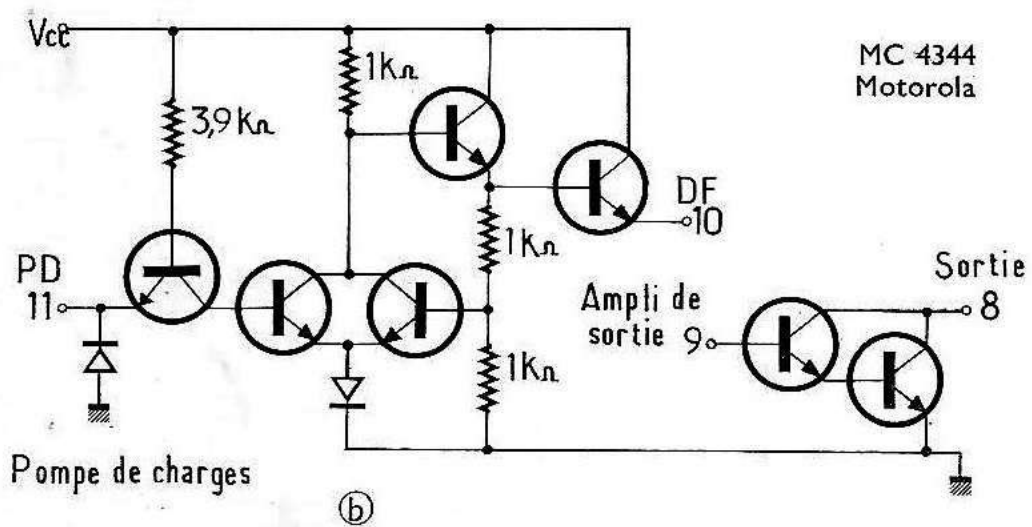
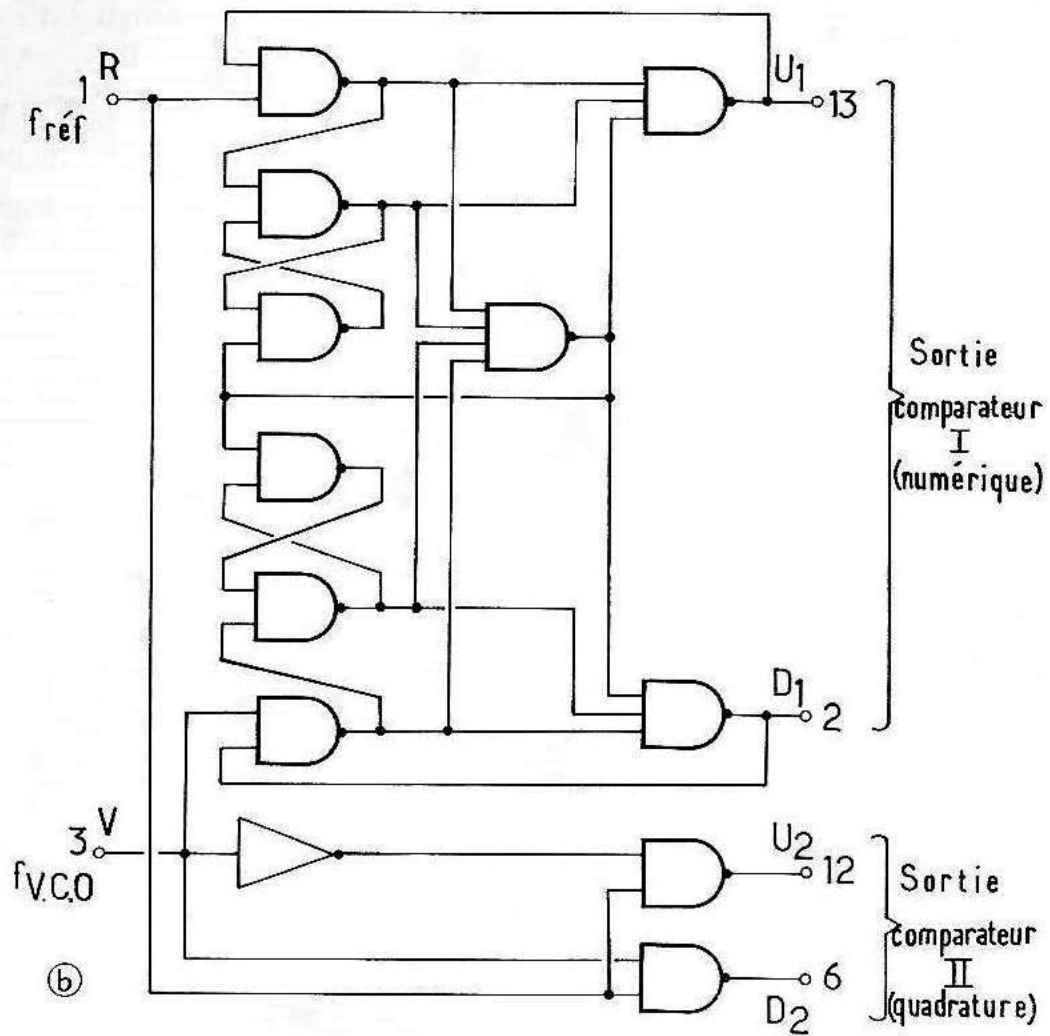


FIG. X-9.

Rôle du filtre passe-bas

Si l'on considère le comparateur de phase comme un modulateur, on sait que le signal qu'il délivre est composé de la différence et de la somme des signaux d'entrée. Le rôle du filtre passe-bas qui suit obligatoirement le comparateur de phase est donc d'éliminer le signal « Somme » dont la fréquence est naturellement plus élevée que celle des signaux d'entrée. Une étude complète du fonctionnement du filtre dans cette optique conduit à un assez long développement mathématique que nous désirons épargner au lecteur (et à nous-même, soyons francs !). Aussi préférons-nous utiliser des notions purement intuitives qui, pour être moins rigoureuses, nous semblent suffisantes pour faire comprendre ce qui se passe. Considérons donc le signal composite comme comportant une composante continue plus ou moins variable selon les écarts de phases instantanés entre les signaux d'entrée et une composante alternative, qui n'est rien d'autre que le signal « Somme ». Le rôle du filtre devient donc d'intégrer tout cela pour obtenir le signal continu plus ou moins modulé par les écarts instantanés de phase. Nous serons alors en mesure d'apprécier l'influence de la constante de temps de cet intégrateur sur la stabilité et la vitesse de réponse de la boucle. Supposons une constante de temps assez faible : la réponse de la boucle à une variation brutale du signal de référence sera pratiquement immédiate. Par contre, le signal de sortie risquera d'être affecté par un certain bruit qui n'est autre que le résidu du signal « Somme » insuffisamment filtré.

Anticipons un peu sur ce qui va suivre en réfléchissant sur ce qui va se passer dans le cas où la boucle comporte un diviseur de fréquence derrière le VCO lequel oscille alors sur une fréquence $n_{f.ref}$ (n étant le rapport de division du compteur). Le VCO effectuera donc n oscillations entre deux comparaisons de phase. Pendant ce temps la tension aux bornes du condensateur d'intégration aura eu le temps de décroître sensiblement entre deux « remises à zéro » par le comparateur. La tension continue appliquée à l'entrée de commande du VCO est donc affectée par une légère ondulation à la fréquence du signal de référence, ondulation qui aura pour effet de moduler en fréquence le signal issu du VCO : c'est ce qu'on appelle le « *Jitter* ».

Pour diminuer ce « *Jitter* », augmentons la constante de temps du filtre. Que va-t-il se passer ? Une sensible amélioration si le signal de référence est stable. Par contre, si cette fréquence est variable, le VCO en suivra les variations avec un certain retard dû à la constante de temps d'intégration du filtre et, en cas de variations brusques du signal de référence, le montage risque de ne plus suivre, c'est-à-dire de perdre le synchronisme. On dit alors que la boucle décroche. Inconvénient qui ne se produit pas si la variation de la fréquence de référence est assez lente pour que la tension à la sortie du filtre puisse la suivre. On constate donc expérimentalement, et cela est confirmé par le raisonnement mathématique, qu'une augmentation de la constante de temps du filtre a pour effet de diminuer la bande de capture d'une boucle à verrouillage de phase.

Une autre notion fort importante dans une boucle à verrouillage de phase est celle d'amortissement. Comme dans toute boucle de régulation, si le gain de boucle est trop important, on peut assister à des phénomènes de surcompensation entraînant des instabilités. Ainsi, une brusque variation de la fréquence de référence entraînera une oscillation de la fréquence du VCO autour de la fréquence désirée qui ne se stabilisera qu'après plusieurs oscillations. Ce phénomène est d'autant plus marqué que la constante de temps du filtre est plus importante.

En résumé un filtre à faible constante de temps :

- augmente la vitesse de réponse de la boucle aux variations rapides de la fréquence incidente (f_{ref}) ;
- élargit la bande de capture ;
- mais diminue l'immunité aux bruits et laisse subsister un « Jitter » important.

Par contre un filtre à constante de temps plus grande :

- améliore la stabilité en fréquence du VCO par diminution du « Jitter » ;
- améliore l'immunité au bruit ;
- mais en contre-partie, rétrécit la bande de capture, augmente le temps de réponse de la boucle et diminue l'amortissement, d'où une certaine oscillation autour de la fréquence centrale en cas de variation brusque de la fréquence incidente.

Ce dernier inconvénient peut être partiellement obvié en introduisant une résistance de valeur convenable en série avec le condensateur d'intégration (fig. X-10).

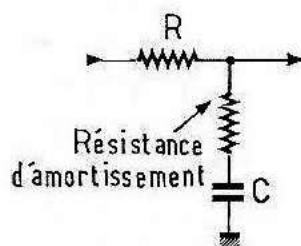


FIG. X-10.

De ce qui précède, il résulte que le filtre passe-bas est sans doute l'élément d'une boucle à verrouillage de phase dont les caractéristiques sont les plus importantes ; il importera donc, en fonction du but recherché, d'en établir le schéma avec le plus grand soin. Les articles ou ouvrages cités en référence bibliographique seront d'une aide précieuse à ceux de nos lecteurs qui désireraient effectuer eux-même le calcul des éléments du filtre.

Applications des P.L.L.

Nombreuses et variées sont les applications des boucles à verrouillage de phase. Citons :

- Synchronisation sur un signal de faible amplitude ;
- Démodulation F.M. ;
- Démodulation A.M. ;
- Synthétiseurs de fréquence ;
- Détection de signaux modulés par glissements de fréquence (F.S.K.) ;
- Détection de métaux ;
- Déphaseurs numériques et générateurs polyphasés ;
- etc.

Nous ne retiendrons ici que trois applications :

- La synchronisation sur un signal de faible amplitude ;
- Les synthétiseurs de fréquence ;
- Les générateurs polyphasés et les déphaseurs numériques.

SYNCHRONISATION SUR UN SIGNAL DE FAIBLE AMPLITUDE

C'est le cas typique d'application de la boucle à verrouillage de phase. Ce type de montage ne nécessite en fait pas d'autre explication que de préciser — bien que ceci aille de soi — que pour ce type d'application, le détecteur de phase doit être du genre multiplieur à grand gain. En effet, ce type de détecteur de phase présente généralement une meilleure sensibilité que les montages purement numériques. Par exemple, un comparateur de phase d'une P.L.L. en circuit intégré du genre NE 560 (Signetics) donne des résultats satisfaisants pour un signal d'entrée de l'ordre de 0,15 mV, tandis que le détecteur de phase numérique du MC 4344 de Motorola est prévu pour des signaux compatibles T.T.L. soit une amplitude minimale de 2,5 à 3 V.

L'exemple typique d'application en ce domaine est le générateur de référence « Chroma » dans les téléviseurs en couleur.

De nombreuses autres applications sont possibles, par exemple :

Dans les ensembles numériques, synchronisation des divers générateurs d'horloge - Régulation de vitesse des moteurs de lecteurs de bande magnétique, etc.

Citons également, une utilisation qui sans doute intéressera directement le lecteur :

On sait que l'émetteur onde longue de Droitwich émet sur une porteuse de 200 kHz dont la fréquence est particulièrement précise et stable. Un récepteur rudimentaire à amplification directe (deux étages suffisent) suivi par une boucle à verrouillage de phase permettra de disposer d'un standard de fréquence d'une grande stabilité. La figure X-11 en donne un schéma de principe. En anticipant sur le prochain paragraphe, on peut signaler que, en introduisant un diviseur par 5 dans la boucle de rétroaction, c'est à la fois 1 MHz (sortie du VCO) et 200 kHz (sortie du compteur) dont on pourra disposer. Il est toutefois nécessaire de préciser que cette seconde version du montage fournira un signal moins stable que celui obtenu sans diviseur (à cause de l'inévitable « jitter » inhérent au montage multiplieur de fréquence).

De manière à diminuer ce phénomène, la fréquence de référence étant particulièrement stable, on pourra se permettre de diminuer la bande de capture en utilisant une constante de temps du filtre passe-bas assez importante (ce qui en outre améliorera l'immunité aux parasites). De plus, il y aura avantage à ajuster la fréquence d'oscillation libre du VCO le plus près possible de 200 kHz dans le montage (a) ou de 1 MHz dans le montage (b). Moyennant ces précautions élémentaires, on pourra réaliser un excellent standard de fréquence de laboratoire.

MULTIPLICATION ET SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

Il a déjà été plusieurs fois fait allusion à cette utilisation des P.L.L. dans les lignes qui précèdent. Le principe en est simple : il faut, en principe, que les

signaux appliqués à l'entrée du détecteur de phase soient sur la même fréquence, bien que certains types de détecteurs de phase permettent « d'accrocher » la P.L.L. sur un harmonique du signal incident : cette propriété est parfois mise à profit pour la multiplication de fréquence.

Mais on préfère généralement, comme dans le montage de la figure X-11 au paragraphe précédent — qui va nous servir d'exemple — introduire un compteur diviseur par n dans la boucle de rétroaction.

Deux cas peuvent se présenter : ou bien le type de comparateur de phase exige pour fonctionner correctement des signaux de rapport cyclique aussi proche que possible de 50 %, ou bien, mettant en œuvre des bistables qui se déclenchent sur les fronts des signaux à comparer, le rapport cyclique de ces derniers est indifférent dès l'instant où le temps de montée des signaux est suffisant pour permettre un basculement sans faille des bistables.

Examinons d'abord ce second cas : peu importe le type de compteur utilisé, même si son signal de sortie est une simple impulsion, il est capable de donner un fonctionnement convenable du comparateur de phase.

Dans le premier cas, il est souhaitable que le compteur soit d'un type capable de délivrer un signal de rapport cyclique voisin de 50 % or aucun schéma de compteur simple n'est capable de fournir un tel signal pour un rapport de division impair. Dans ce cas, nous conseillons de commencer par multiplier par 2 la fréquence du signal de référence et de mettre dans la boucle de rétroaction un compteur de modulo $2n$ (fig. X-12). Ce compteur pourra être un compteur de Johnson dont on sait que le signal de sortie pour des rapports de division pairs est parfaitement carré (rapport cyclique 50 %) ou bien encore un compteur diviseur par n suivi d'un bistable diviseur par 2 (c'est par exemple le cas des C.I. du type 7490).

Petit à petit nous approchons des montages synthétiseurs de fréquence. En effet, par le jeu du rapport de division du compteur diviseur de la fréquence de référence et de celui monté dans la boucle de rétroaction, on peut obtenir toute une gamme de fréquences discrètes. Soit m le rapport du premier compteur et n celui du diviseur placé dans la boucle de rétroaction on a : $F_{VCO} = \frac{n F_{ref}}{m}$ (fig. X-13).

Donnons un exemple précis. L'auteur a réalisé un dispositif de pilotage pour le générateur de fonction décrit à la figure VII-42 du chapitre VII qui, partant d'un quartz à 1 MHz, permet d'obtenir 30 fréquences discrètes par décade. Le schéma de principe en est donné à la figure X-14. L'oscillateur à quartz est suivi par un diviseur binaire fournissant les rapports 1/2, 1/4, 1/8 et 1/16 (commutateur K_1) — et le rapport 1/1 en éliminant ledit diviseur binaire — puis 6 décades 7490 commutables (commutateur K_2). Le compteur placé dans la boucle de rétroaction est un Johnson qui, par le jeu des commutations est programmable de 2 à 10. Une position du commutateur K_3 permet d'éliminer ce compteur (rapport 1/1). La gamme de fréquence couverte par l'ensemble s'étend de 2 MHz à 10 Hz en 200 points environ.

Mais ce dispositif n'est guère pratique car, outre qu'il oblige l'utilisateur à des calculs fastidieux, certaines fréquences qu'il délivre ne sont pas d'un usage très courant, comme par exemple, $100 \times (9/16) = 56,25$ Hz. Fort heureusement,

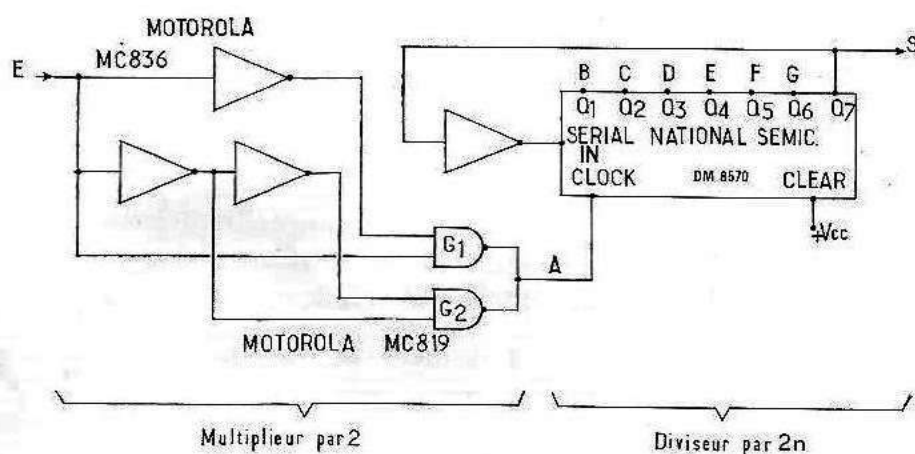
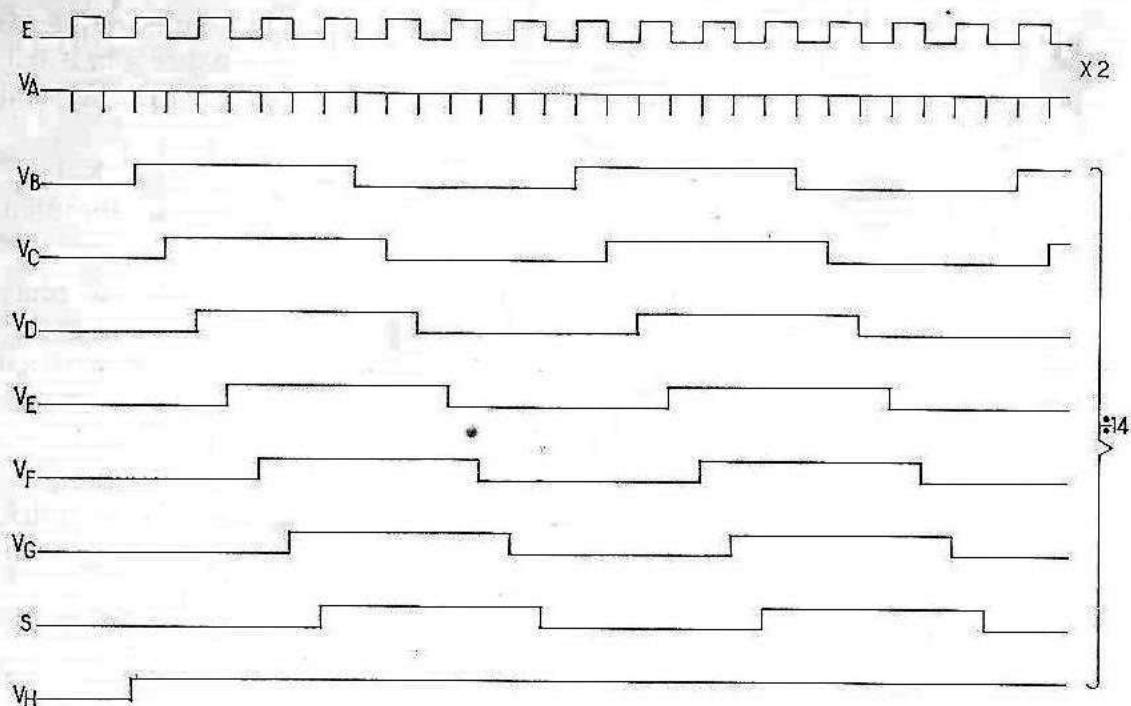


FIG. X-12.

on trouve actuellement sur le marché des diviseurs programmables, le plus souvent associés à des commutateurs du type « roues codeuses » qui permettent d'obtenir tous les rapports de divisions que l'on veut dans une gamme de deux à trois décades. C'est par exemple le cas du schéma de la figure X-15 qui met en œuvre une P.L.L. en circuit intégré CD 4046 (R.C.A.) dont la gamme de fréquence importante du VCO permet de couvrir la gamme de 3 à 999 kHz avec une définition de 1 kHz. Suivi par trois décades ce montage permet pratiquement de couvrir la bande de 3 Hz à 999 kHz en trois gammes : 3 à 999 Hz - 30 Hz à 99,9 kHz et 3 à 999 kHz. Dans ce montage, on pourrait également utiliser des décades pro-

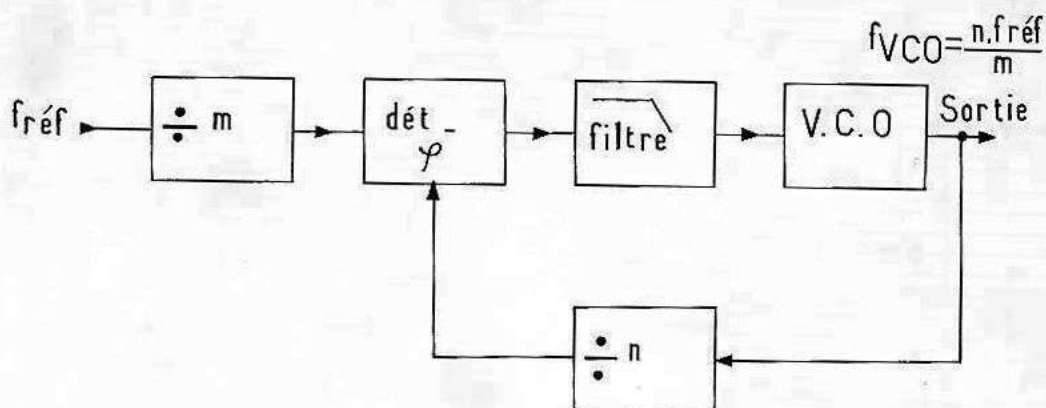


FIG. X-13.

grammables montées sur roues codeuses et ramenées prématurément à zéro en appliquant à leur entrée « R » le signal issu d'une porte ET-NON dont les entrées sont commandées par les sorties des roues codeuses (fig. X-15b). C'est ce dispositif que l'auteur envisage d'utiliser dans l'avenir pour synchroniser son générateur de fonctions.

On trouve une application intéressante des synthétiseurs de fréquence dans les émetteurs et récepteurs à affichage numérique. Au lieu de disposer d'autant de quartz que de canaux de fréquence à transmettre (ou à recevoir), on dispose d'un unique pilote qui, suivi par une P.L.L. et des compteurs, délivre par pas de n kHz toutes les fréquences désirées. Pour des raisons diverses (économies sur le nombre de composants et sur la consommation, stabilité, etc.) les schémas utilisés sont sensiblement plus complexes que ceux de la simple P.L.L. avec compteur diviseur. Leur étude complète dépasserait largement le cadre de ce modeste ouvrage aussi, une fois encore proposerons-nous au lecteur désireux d'approfondir le sujet de se reporter aux textes cités en référence bibliographique.

Très succinctement nous signalerons que deux techniques peuvent être employées :

- l'emploi d'un « pré-compteur » (*pré-scaler* dans la littérature de langue anglaise ;
- le changement de fréquence.

Nous croyons plus aisé de faire comprendre ces méthodes au moyen d'exemples. Soit à réaliser l'oscillateur local d'un récepteur F.M. couvrant la gamme de 88,1 à 107,9 MHz avec une définition de 200 kHz. L'amplificateur F.I. étant réglé sur 10,7 MHz, l'oscillateur local devra couvrir la gamme de $88,1 + 10,7 = 98,8$ MHz à $107,9 + 10,7 = 118,6$ MHz.

A ces fréquences, la réalisation d'un compteur programmable en technologie C.M.O.S. ou même T.T.L. n'est pas pensable. Le plus simple est de ramener la fréquence du signal appliqué au compteur programmable à une valeur compatible avec son bon fonctionnement, nous intercalerons donc entre ce compteur et le V.C.O. un premier diviseur par 20, constitué par exemple, par un diviseur par 4 équipé de C.I. en technologie E.C.L. et un autre par 5 en T.T.L. ; la gamme des fréquences issues de ce compteur s'étendra donc de $98,8/20 = 4,94$ MHz à $118,6/20 = 5,93$ MHz (fréquences pouvant être traitées par un diviseur en tech-

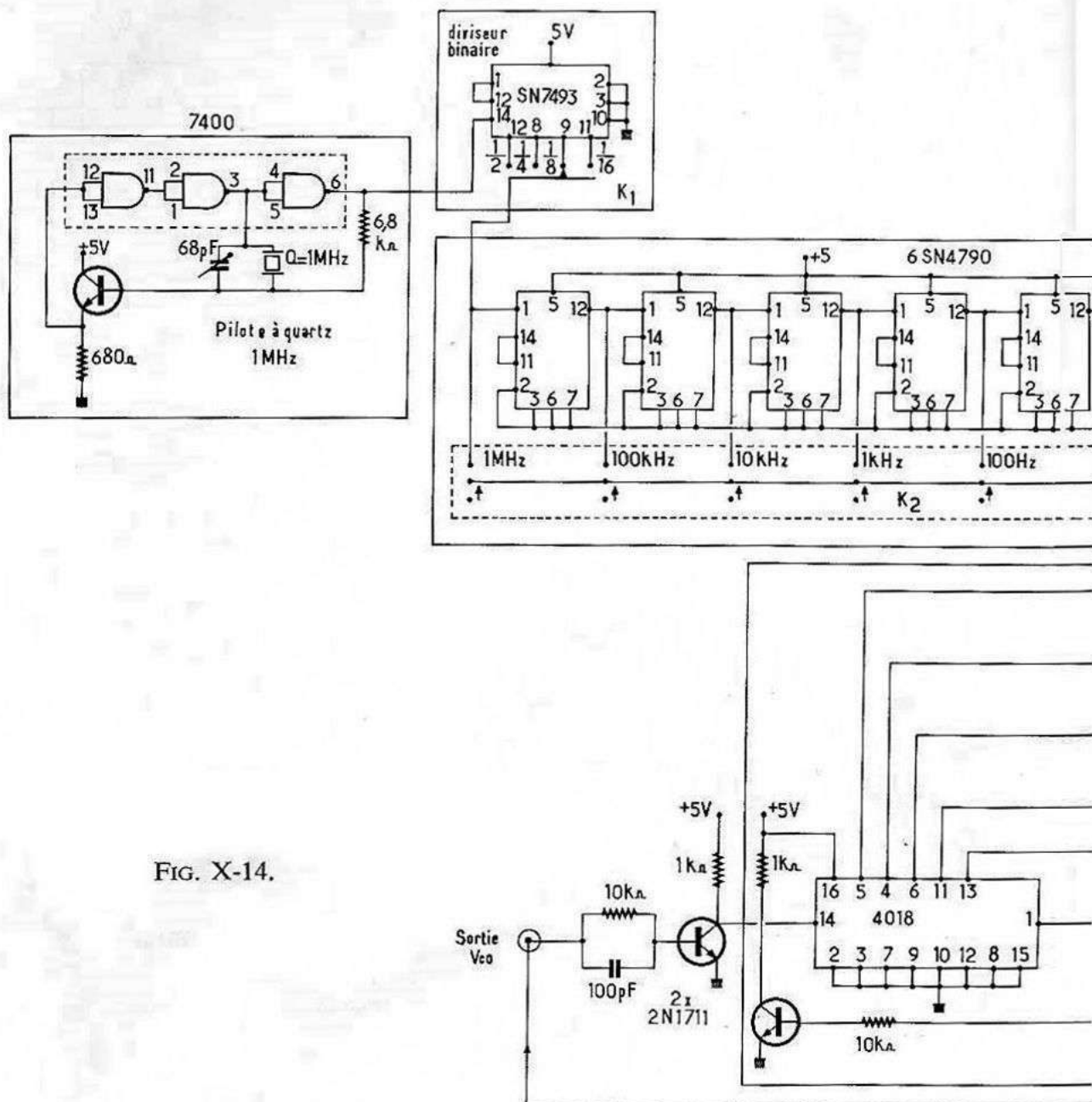
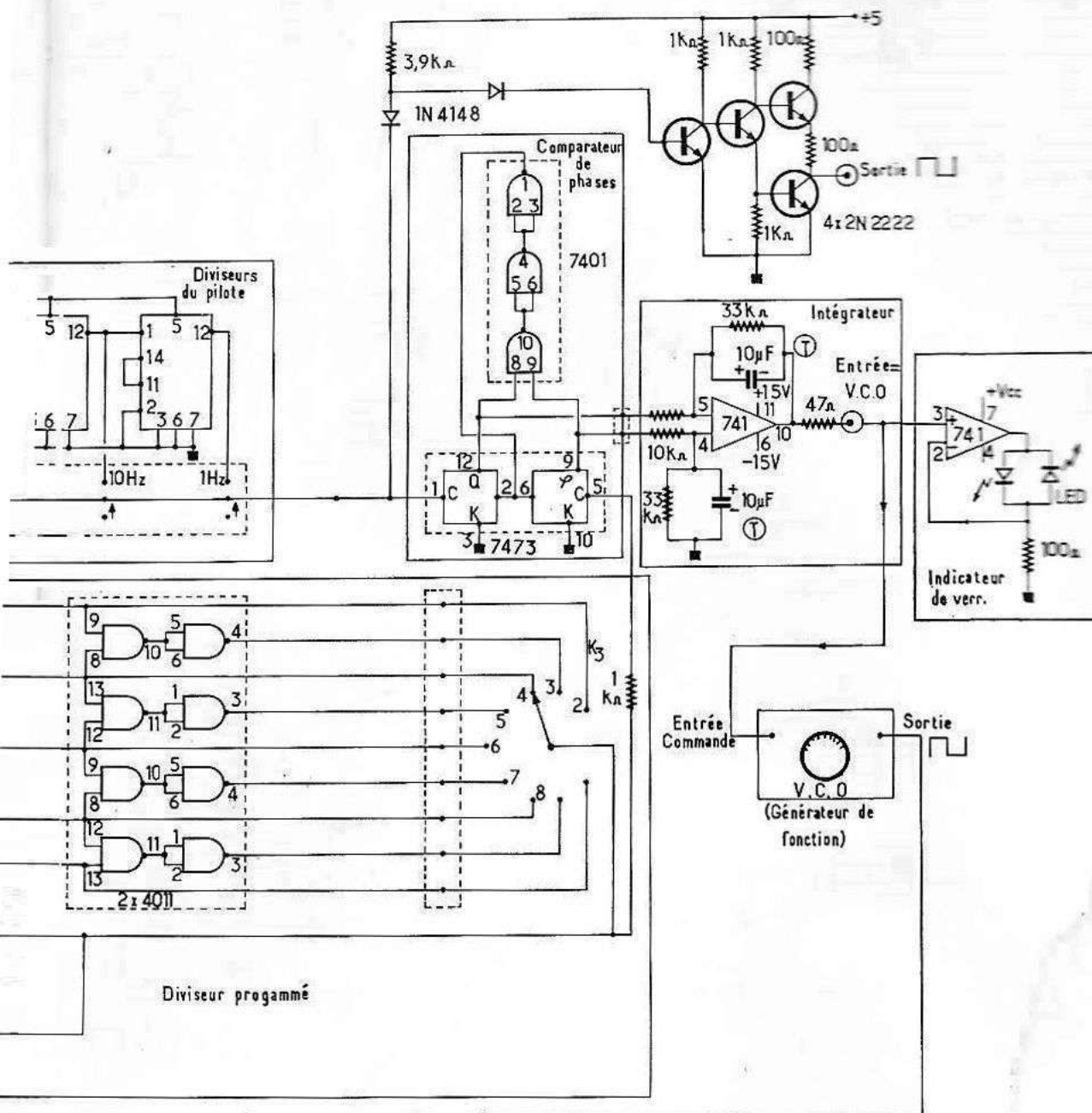


FIG. X-14.

nologie C.M.O.S.). Ce dernier sera programmable de 494 à 594, on obtiendra donc en sortie un signal à 10 kHz qui sera comparé dans le détecteur de phase au signal de même fréquence d'un oscillateur à quartz sur 2,56 MHz (on pourrait aussi diviser par 100 la fréquence d'un quartz 1 MHz, mais comme il existe un circuit intégré (CD 4024) capable de diviser par 256, on fait l'économie d'un C.I.) le synoptique de ce montage est reproduit à la figure X-16a.

La figure X-16b représente le schéma du système à changement de fréquence, en apparence plus complexe, mais qui évite l'emploi du « pré-scaler » en technologies bipolaires (E.C.L. et T.T.L.) trop gourmand en énergie, ce qui peut être important s'il s'agit d'un récepteur alimenté par piles.



On fait battre le signal de sortie du VCO avec celui de l'un ou l'autre des oscillateurs annexes à quartz 98 ou 108 MHz. On obtient alors dans les deux cas un signal différence de fréquences comprises entre 0,8 et 10,8 MHz qui sera divisé par 2 par un précompteur (T.T.L. faible puissance à avant d'être appliqué au compteur programmable de 4 à 54 dont la sortie sera un signal à 100 kHz comparé dans le détecteur de phase à un signal à même fréquence obtenu par division par 32 (5 bistables) du signal produit par un oscillateur à quartz sur 3,2 MHz. Le bilan d'énergie consommé par ces deux montages montre que, malgré son apparente complexité le second ne consomme que 150 mW environ contre plus de 200 pour le premier.

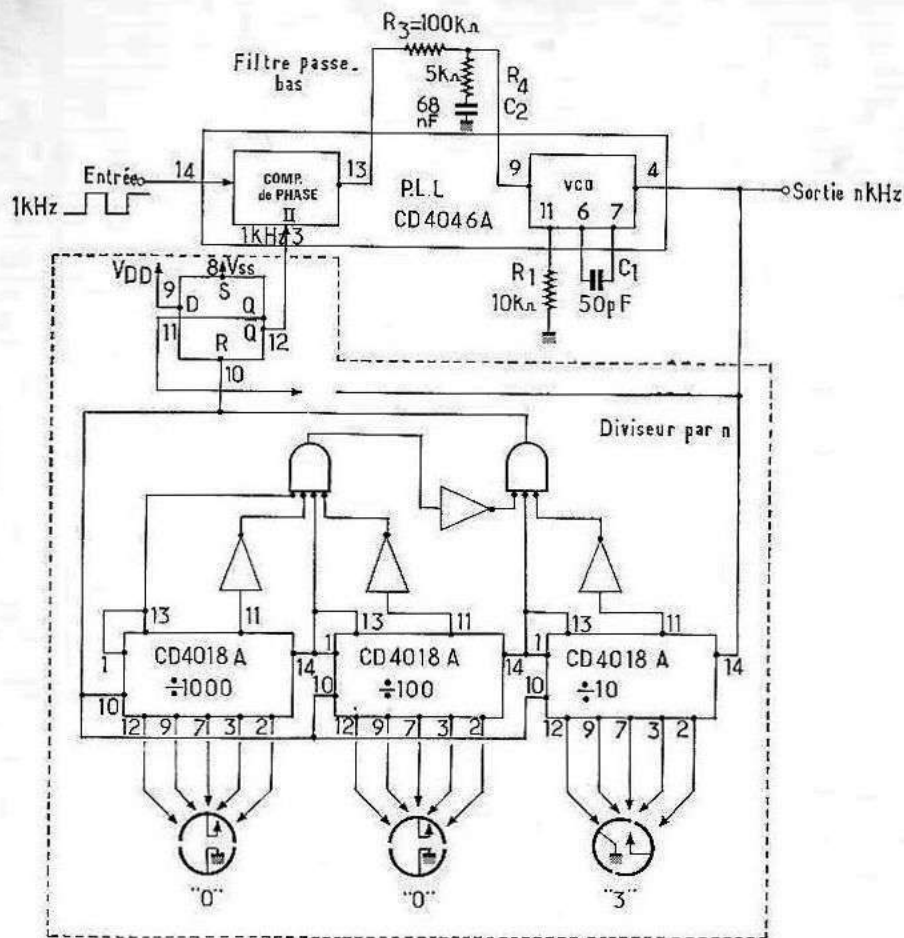


FIG. X-15a.

DÉPHASEURS NUMÉRIQUES ET GÉNÉRATEURS POLYPHASÉS

On se souvient qu'un compteur de Johnson dont le rapport de division est pair, délivre sur chacune de ses sorties un signal carré (Rapport cyclique 50 %) les signaux étant retardés, chacun par rapport au suivant, de la durée d'une impulsion d'horloge (fig. X-17a). Si donc nous introduisons un tel compteur dans la boucle de rétroaction d'une P.L.L., nous disposerons d'autant de sorties déphasées que le compteur comptera de pas (fig. X-17b).

Nous pouvons, ou bien sélectionner au moyen d'un commutateur la sortie de compteur correspondant au déphasage désiré ou bien, en utilisant toutes les sorties ou une sortie sur deux ou sur trois obtenir un système polyphasé. On peut même obtenir un système polyphasé déphasable en combinant les deux méthodes.

A titre d'exemple, nous reproduisons à la figure X-18 le schéma d'un dispositif qu'a eu naguère à réaliser l'auteur. Il s'agit d'un générateur de signaux triphasés déphasables de 0 à 360° par pas de 30°. Il est essentiellement constitué par une P.L.L. dont le V.C.O. oscille sur $12 f_{ref}$ suivi d'un compteur de Johnson de modulo 12 plus les inévitables détecteurs de phase et filtre passe-bas.

On utilise une P.L.L. en circuit intégré NE 565 (Signetics) qui commande un compteur diviseur par 12 constitué par un diviseur par 10 (CD 4018) suivi

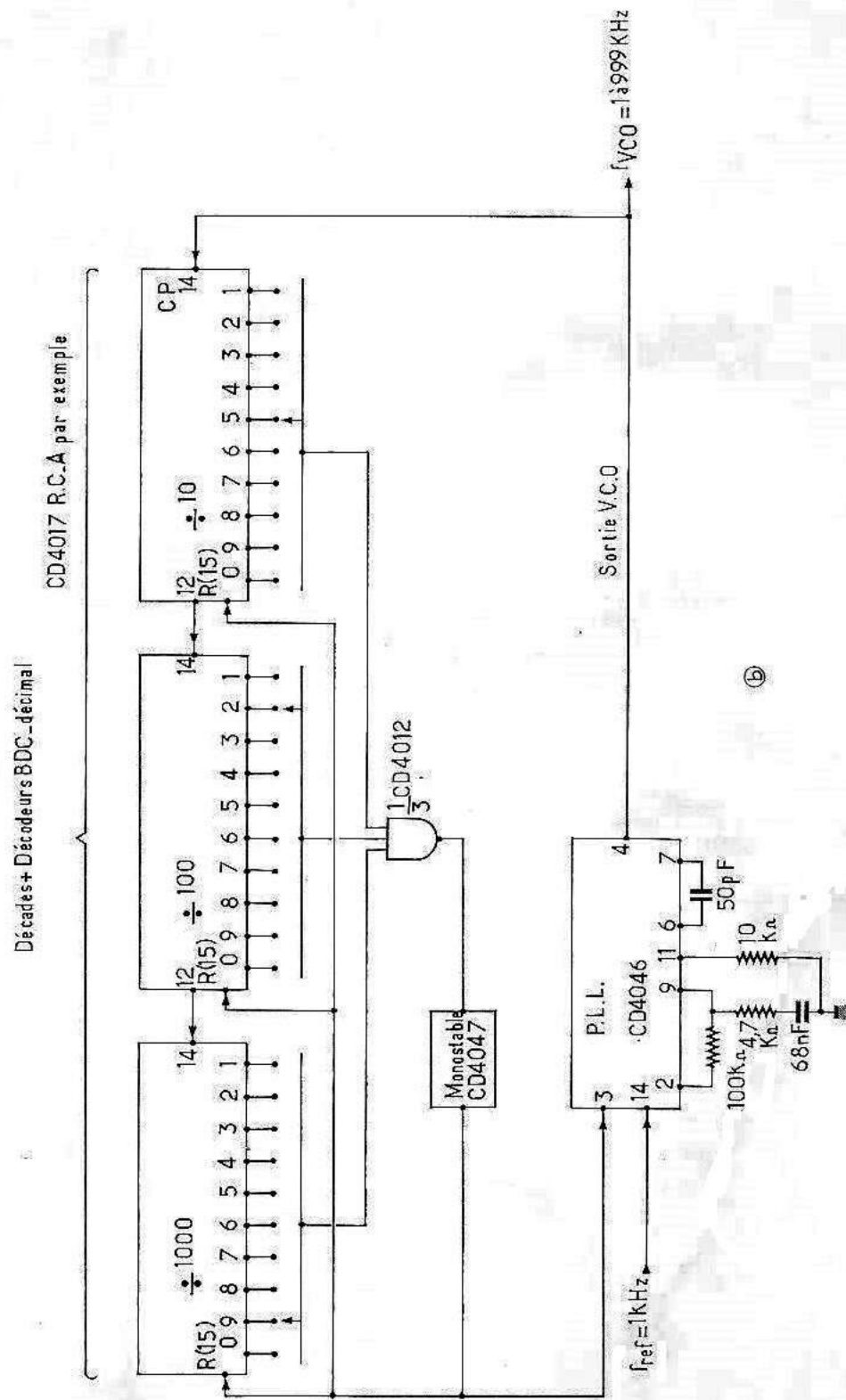


Fig. X-15b.

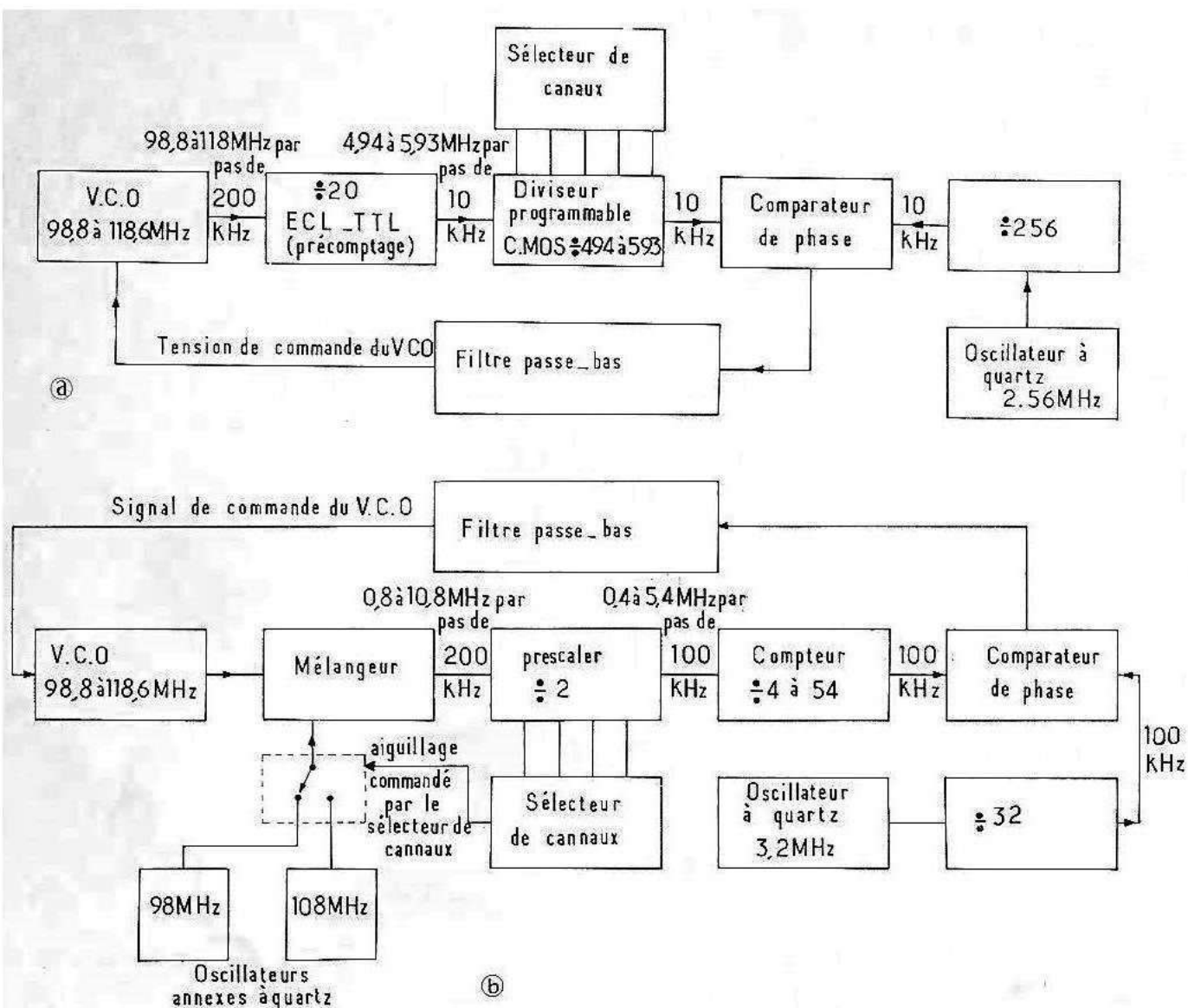


FIG. X-16.

par un bistable CD 4013 pour obtenir la division par 12. Ne disposant que des sorties $\bar{Q}$ du 4018, il nous a été nécessaire, pour restituer le complément logique de ces sorties, d'utiliser les inverseurs contenus dans des circuits intégrés CD 4041 qui restituent le signal d'entrée et son complément. On dispose donc de douze sorties logiques déphasées les unes par rapport aux autres de $360^\circ/12 = 30^\circ$.

Trois commutateurs (un seul est figuré sur le schéma pour plus de clarté) permettent de sélectionner le déphasage de la phase initiale (Φ_1) par rapport au signal de référence. La phase 2 (Φ_2) est obtenue de la même manière mais en reliant à la position 0 du commutateur non plus la sortie $\bar{Q}_6$ du compteur — qui est par définition en phase avec le signal de référence — mais la sortie $\bar{Q}_2$ du second bistable. De même pour la phase 3 (Φ_3) c'est la sortie $\bar{Q}_4$ du quatrième bistable qui est utilisée.

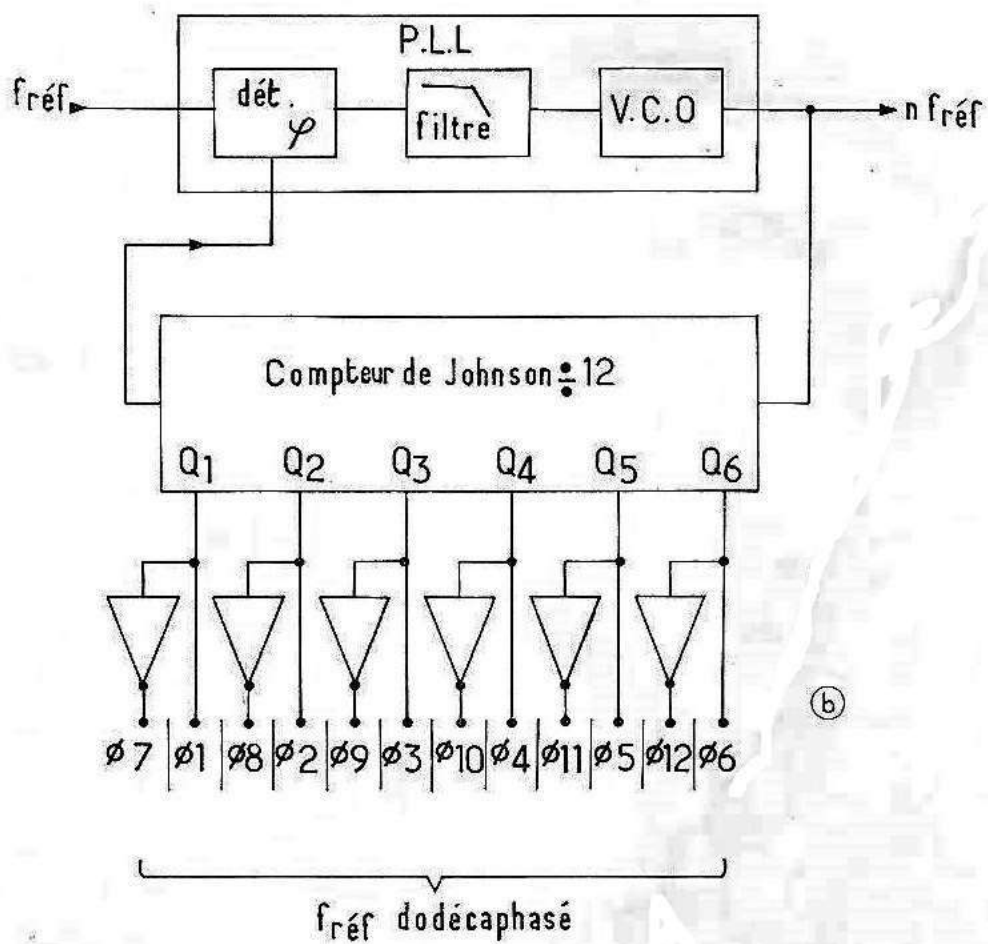
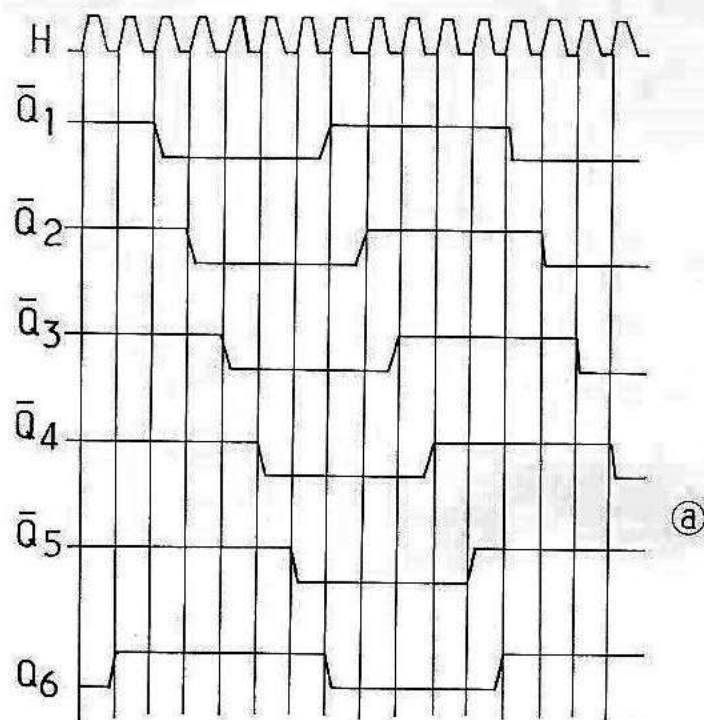
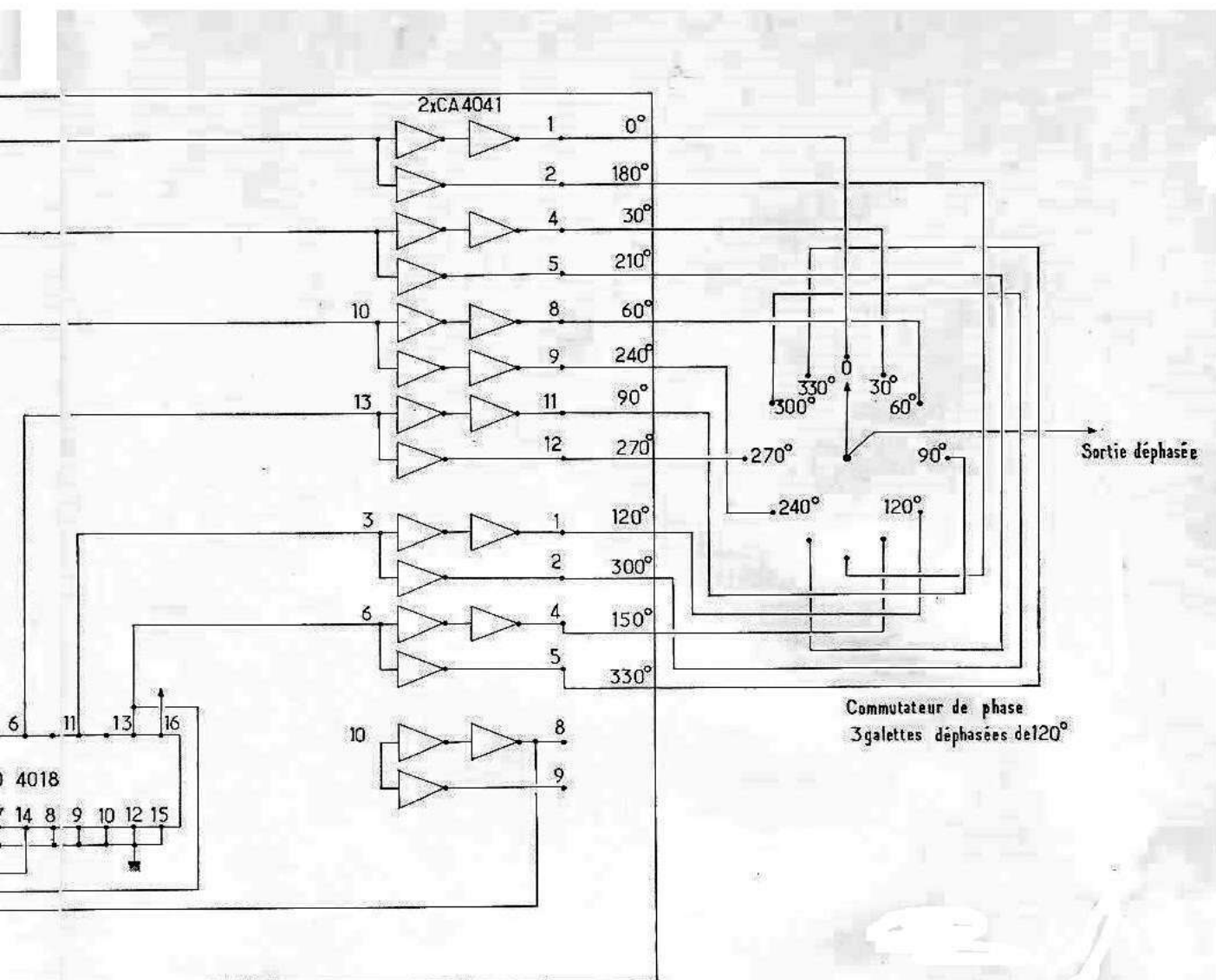


FIG. X-17.



Fréquences qui étaient obtenues, en synchronisme avec le réseau 50 Hz au moyen d'une première boucle à verrouillage de phase équipée d'un diviseur programmable de 1 à 20. Le recalage de la phase initiale était, pour chaque fréquence, obtenu en agissant sur P_1 , artifice qui n'aurait pas été nécessaire si on n'avait tenu essentiellement à maintenir un déphasage nul entre la phase du réseau et les différents harmoniques ainsi générés.

Malgré la présence de diviseur de rapport relativement élevé, 20 pour obtenir $1\,000\text{ Hz} \times 12$ pour le déphaseur = 2 400 ; grâce au soin particulier apporté aux filtres passe-bas l'ensemble n'était affecté que par un assez faible « Jitter » : 0,1 % environ.

Il nous paraît intéressant de remarquer que, si dans une boucle à verrouillage de phase on introduit un compteur du type Johnson, il est possible en combinant les tensions de sortie des différents étages dans un additionneur analogique (voir chapitre VIII) de synthétiser une courbe quelconque (triangle, sinusoïde, etc.) de fréquence égale à celle de la référence.

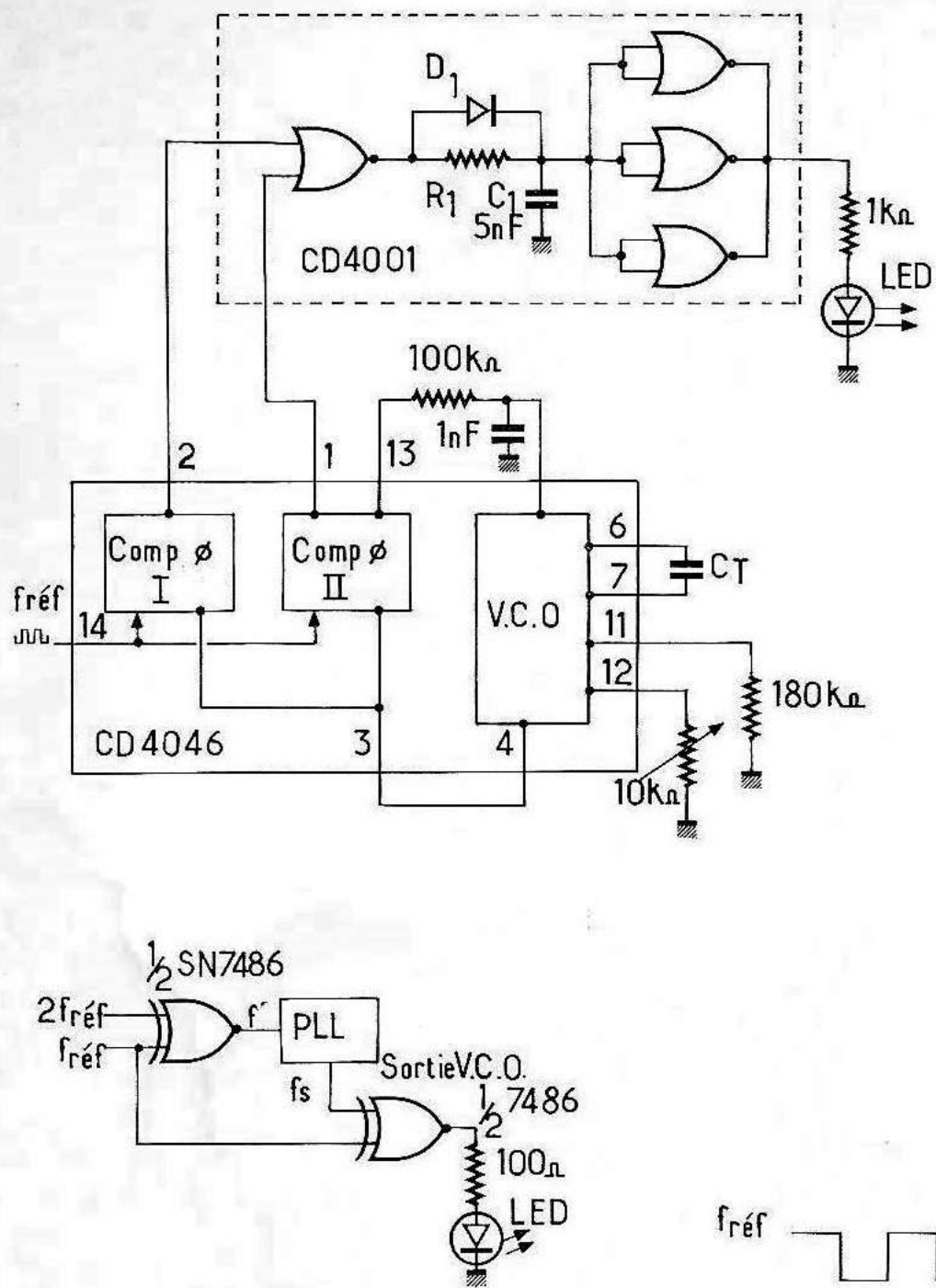


FIG. X-19.

On peut également faire appel à un compteur binaire associé à un convertisseur numérique analogique pour synthétiser un signal en dent de scie.

En bref, les techniques de synthèse de signaux par voie numérique sont presque toutes applicables au compteur diviseur d'une P.L.L. à l'exception peut-être des montages faisant appel à un compteur réversible.

Les indicateurs de verrouillage

Dans un montage à P.L.L., il est important de pouvoir s'assurer à tout moment que la boucle est bien « accrochée » sur la fréquence de référence. Différents montages plus ou moins sophistiqués ont été mis au point dans ce but.

Personnellement, dans le dispositif de synchronisation sur quartz de notre générateur de fonction, nous nous contentons de mesurer au moyen d'un simple amplificateur opérationnel monté en convertisseur tension-courant qui commande une paire de L.E.D. montées « tête-bêche » la tension de sortie du filtre passe-bas. Si cette tension est nulle (les deux L.E.D. éteintes) la boucle est non seulement accrochée mais bien en phase (voir fig. X-14). Une faible luminosité de l'une ou l'autre diode indique qu'il y a bien synchronisme mais avec un certain déphasage (Avant ou Arrière selon la diode illuminée). Une pleine illumination d'une seule diode indique le décrochage. S'il convient dans certains cas, ce montage peut souvent se révéler insuffisant. On fait alors appel à des montages plus précis, basés le plus souvent sur l'emploi d'un second comparateur de phase — généralement par porte OU-exclusif.

Nous reproduisons à la figure X-19 deux de ces montages. Le premier utilise le comparateur de phase I de la P.L.L. en circuit intégré CD 4046 R.C.A. Le signal d'entrée est appliqué simultanément aux deux comparateurs de phase du 4046. Les documentations du constructeur nous apprennent que, pour des signaux en phase, la sortie du comparateur I est à l'état logique « 0 » tandis que celle du comparateur II est à l'état « 1 » ($+V_{cc}$). Dans ces conditions, la sortie de la porte NI (CD 4001) est à zéro — à quelques brèves impulsions de recouvrement près, lesquelles sont filtrées par le réseau $R_1C_1D_1$. Après inversion au moyen d'une porte NI (3/4 CD 4001 en parallèle) on trouve en sortie du détecteur de verrouillage un niveau « 1 » qui peut être mis en évidence au moyen d'une L.E.D. qui s'illumine lorsque la P.L.L. est accrochée et s'éteint en cas de décrochage. Le second montage utilise deux portes OU-exclusif. A la première, on applique le signal de référence f_{ref} et son harmonique 2 en phase ce qui permet d'appliquer à l'entrée de la P.L.L. un signal f' déphasé de $\pi/2$ par rapport à f_{ref} . Si la boucle est bien accrochée le signal de sortie f_s est en quadrature avec f' (s'il s'agit obligatoirement d'une P.L.L. équipée d'un comparateur en quadrature) donc en phase avec f_{ref} . Dans ces conditions, la sortie de la seconde porte OU-exclusif sera « 0 » lorsque la boucle est accrochée et un signal pulsé (qui illuminera la L.E.D.) dans le cas contraire.

Lorsque le signal de référence provient d'un quartz suivi d'un certain nombre de diviseurs binaires, il est aisé de disposer de la fréquence $2f_{ref}$: il suffit de la prélever juste avant le dernier bistable.

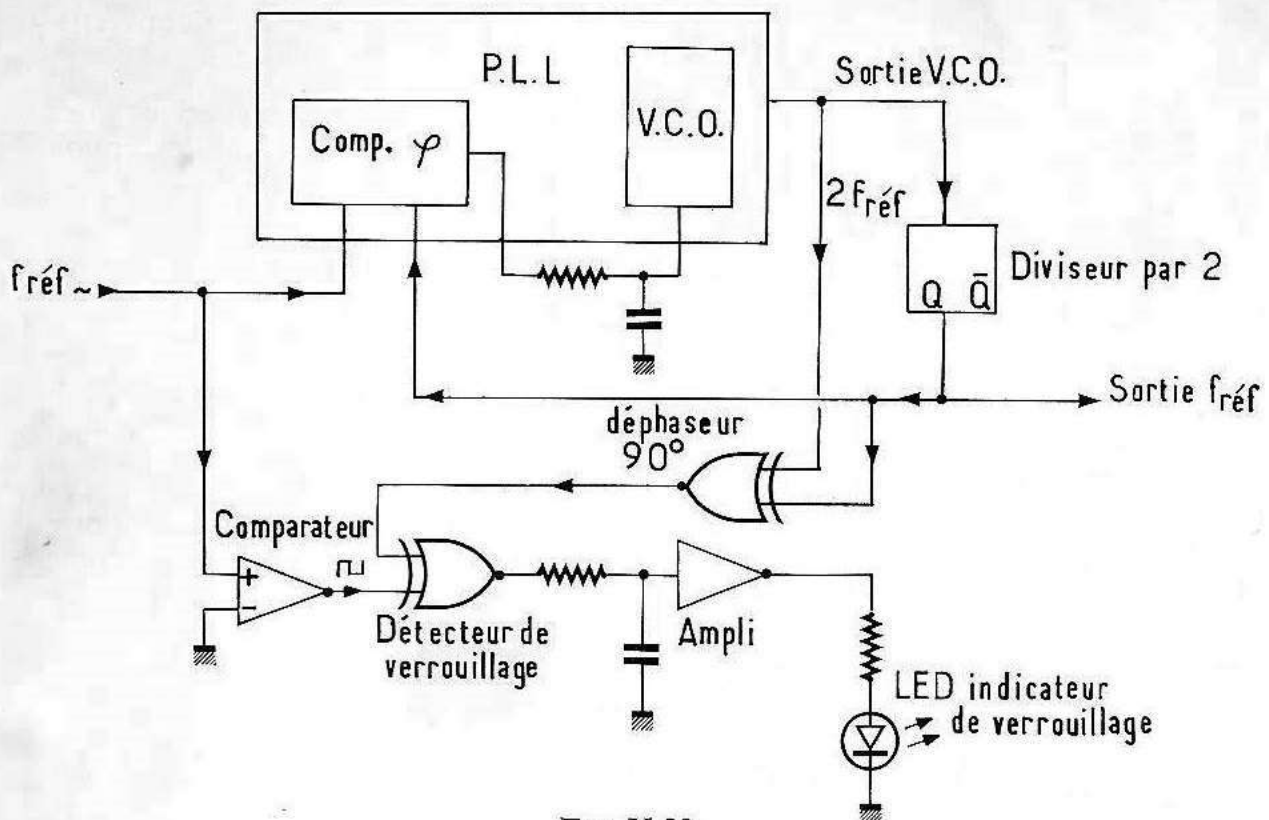


FIG. X-20.

Mais lorsque le signal d'entrée est une sinusoïde de faible amplitude, il est plus difficile d'obtenir ce signal $2 f_{ref}$. On peut alors s'en tirer par une astuce qui consiste à déphaser de $\pi/2$ le signal issu du V.C.O. Pour ce faire, on utilise le même principe que précédemment : on fait osciller le V.C.O. sur $2 f$ et on introduit un bistable de division dans la boucle de rétroaction, le reste du montage est alors identique au précédent à cela près que pour attaquer le détecteur de verrouillage, il faudra amplifier et écrêter le signal d'entrée au moyen d'un comparateur (fig. X-20).

BIBLIOGRAPHIE

OUVRAGES DE BASE

- Wave Generation and Shaping* par Leonard Strauss (McGraw Hill, New York, 1960).
- Handbook of Semiconductor Electronics* par LLOYD P. Hunter (McGraw Hill).
- Pratique et théorie des semiconducteurs* par Aronssohn et A.V.J. Martin (Pepta, Paris, 1963).
- General Electric Transistor Manual* (Edition 1964).
- Circuits Electroniques* par J.P. Oehmichen (Editions Radio, Paris, 1960).
- Emploi Rationnel des transistors* par J.P. Oehmichen (Edition Radio, 1964).
- Circuits de Logique* par R. Damaye (Edition Radio, 1969).
- Field Effect Transistors* par Leonce J. Sevin Jr (Collection Texas Instruments, McGraw Hill, New York, 1965).
- Le transistor au Laboratoire et dans l'industrie* par H. Schreiber (Editions Radio).
- Calcul des circuits à transistors*, par les Ingénieurs de Texas Instruments, Béranger, Dunod Editeurs, 1965.
- L'amplificateur Opérationnel. Cours pratique d'utilisation*, par R. Dugéhault, Librairie Parisienne de la Radio, 1973.
- L'Amplificateur Opérationnel*, par R. Damaye (Editions Radio, 1972).
- Le transistor à effet de Champ*, par J.P. Oehmichen (Editions Radio, 1969).
- Les Bases de Temps*, par O.S. Puckle, Traduction de M. Rolland (Editions Chiron, 1946).
- Schémathèque semiconducteurs, Exemples d'application Siemens* (Editions 1966 à 1972) (1).
- Application Manual of Operational amplifier*, Publication Philbrick Nexus. Distribuée par Tranchant Electronique (Edition 1968).
- Manuel d'application des semiconducteurs SESCO* (Edition 1962).
- The Radio Amateur's Handbook*, American Radio Relay League (Edition 1971)
- Emetteurs de petite puissance sur ondes courtes*, par E. Cliquet, Technique & Vulgarisation, Paris, 1947.

(1) Certaines de ces éditions sont allemand ou en anglais

Oscillateurs à résistances et capacités :

- « *Pense-Bête* » : *Oscillateurs R-C*. Electronique Professionnelle, Numéros de Décembre 1971, Janvier et Février 1972.
- *Les Oscillateurs à Déphasage*, par M. Helbert, Electronique Professionnelle, Mai 1972.
- *Courrier des Lecteurs*, Lettre de MM. J.M. Soigneux et F. Adt, Electronique Professionnelle, Mars 1972.

Amplificateurs Op., par R. Dugéhault (Electronique Professionnelle, Février 1971)

FET Stabilizes amplitude of Wien Bridge Oscillator, par Joseph J. Panico (Electronics, Octobre 1966).

FET Tunes RC Oscillator, par Kees van der Geer (Electronics, Février 1969).

Nomograms Simplify Design of Single Fet Oscillator, par Michael English (E.E.E. Janvier 1970).

Générateur de signaux Sinusoïdaux, Rectangulaires et en dents de Scie, par A. Chaillé (Toute l'Electronique, Mars 1969).

Oscillateurs L.C. à réaction :

- « *Pense-Bête* » : *Oscillateurs L.C.* Electronique Professionnelle, Janvier et Février 1973.
- *Designing class C transistor L.C. oscillators*, in *Electronics Engineering Manual*, publication «Electronics».
- *Applications des Transistors à Jonction : Oscillateurs et Convertisseurs*, Bulletin d'application R.T.C., Réf. 239-11-60.

Oscillateurs à Diodes Tunnel :

- « *Pense-Bête* » *Diodes Tunnel et Backward*, Electronique Professionnelle, Mai et Juin 1971.
- « *Pense-Bête* » : *Oscillateurs L.C.*, Electronique Professionnelle, Janvier et Février 1973.

Tunnel Diode Manual, publié par General Electric, 1961 (distribué par le Comptoir Commercial d'Importation, Paris).

Tunnel Diode Sinewave oscillators, Erich Gottlieb. Publication G.E.

Tunnel Diode Sinewave oscillators, par Erich Gottlieb. Publication G.E.

Tunnel Diode UHF-TV Tuner, par Erich Gottlieb et A. Wolfram. Publication General Electric.

Practical Tunnel Diode Converter Circuit Considerations, par Erich Gottlieb. Publication General Electric.

Oscillateurs à quartz et à diapasons :

1^o Oscillateurs à quartz

- « *Pense-Bête* » *Oscillateurs à Quartz*, Electronique Professionnelle, Mars et Avril 1973.
- *A Guide to Crystal Selection*, par Peter J. Ottowitz, Electronic Design, 10 Mai 1966.
- *Quartz For Frequency Control*, par Daryl Kemper et Laurence Rosine, Electro Technology, Juin 1969.
- *Practical Tunnel Diode Converter Circuit Considerations*, par Erich Gotlieb, Note d'Application General Electric, n° 90.44, Avril 1962.
- *Oscillateur de Référence 100 kHz*, par J. Silver, Electronique et Automatismes, Mars-Avril 1963.
- *Fet Sine-Wave Crystal Oscillators*, par Frank H. Tooker, Electronic World, Juin 1969.
- *Crystal Controlled Multivibrators*, par Harry R. Newhoff, Electronics, 2 avril 1963.
- *I.C. Crystal Controlled Oscillators*, par Chuck Byers, Note d'application Motorola, AN, 417, Avril 1968.
- *La Stabilité des Oscillateurs à Quartz*, Document General Radio.
- *Quartz Crystal Synchronizes Relaxation Oscillator*, par Roger G. Damaye, Electronics Designers Case Book, 1970.

2^o Oscillateurs à diapason

- « *Pense-Bête* » : *Oscillateurs à Diapason*, Electronique Professionnelle, Avril et Mai, 1973.
- *Les Modules à Diapason Piézoélectrique*, par C. Nadai, Electronique et Microélectronique Industrielles, 15 février 1973.
- *Tuning Fork for Frequency Control Systems*, par Frank Dostal, International Electronics, Mars 1966.
- *Mesure du Temps*, par Raymond Chatelat et Pierre Mesnage, In Techniques de l'Ingénieur, Fiches R 1770 et R 1780.
- *Force Without Field*, par James E. Kluge, E.D.N. Février 1967.
- « *Tuning Forks* » *Sound a Hopeful Note*, par Harvey C. Nathanson, William E. Newell et Robert A. Wickstrom, Electronics, 20 septembre 1965.
- *Documentations des constructeurs* : Time and Frequency, Europelec, Souriau, Institut Straumann (Distribué par Diffusion Electronique Européenne) Lip, etc.

Générateurs de signaux rectangulaires et carrés

- « *Pense-Bêtes* » :
 - *Trigger de Schmitt*, Electronique Professionnelle, Mars 1970.

— *Bistable : La Bascule Eccles*, Jordan, Electronique Professionnelle, Janvier 1970.

— *Monostable*, Electronique Professionnelle, Juin 1970.

— *Multivibrateur astable*, Electronique Professionnelle, Mars 1971.

- *Transistorized Flip-Flop*, Article en quatre parties publié dans E.D.N.

I. Basic Design and Analysis, Mars 1965.

II-III. Transient Analysis, Avril 1965 et Mai 1965.

IV. Monostable and Astable Techniques, Juin 1965.

- *Schmitt Trigger Drives Low Impedance Loads*, par George Klein, Electronics, 16 août 1963.

- *Improved Schmitt Trigger Uses S.C.R.*, par Melvin Schmidt, Electronics, 26 avril 1963.

Latest multivibrator improvement, par R.W. Biddlecomb, Electronics, Avril 1963.

Fail-safe frequency divider, par A.L. Plevy et E.N. Monacchio, Electronics, 19 septembre 1966.

A simple astable multivibrator uses only two inverters, par James E. Blecksmith, Electronic Design.

Insure proper starting polarity of astable multivibrators, par Wesley A. Vincent, Electronic Design, 6 décembre 1970.

Ferranti E-line transistors applications, Oldham Lancashire 1968.

UJT pulse generator makes bistable more versatile, par Cyril B. Smith, Electronic Design.

Eliminate a capacitor in low, frequency multivibrator, par Robert Muth, E.D.N., Décembre 1969.

Générateurs de Rampes, Signaux en marches d'escalier et de triangles

- « *Pense-Bêtes* » :

— *Générateurs de rampes et d'ondes triangulaires*, Electronique Professionnelle, Octobre, Novembre et Décembre 1972.

— *Transistors unijonction*, Electronique Professionnelle, Septembre et Octobre 1971.

- *Nouveaux éléments semiconducteurs*, par R. Damaye, Electronique Industrielle, Juillet-Août à Octobre 1964.

- *24 Applications de la diode Shockley*, par H. Pelletier, Electronique Industrielle, Mai 1969.

Le transistor unijonction, par R. Damaye, Toute l'Electronique, Avril, Mai et Octobre 1969.

Two transistors equal one constant current diode, par G. Watson, Electronics, 6 juillet 1962.

Linear delay circuits using constant current diode, par S.S. Hakim, Industrial Electronics, Décembre 1963.

Applications of the constant current diode, par T.K. Hemingway, Electronics, 20 octobre 1961.

Get ultralinearity from ramps, par Gilbert Marosi, Electronics, 6 décembre 1966.

A potpourri of FET applications, par J.A. Rose, E.D.N., Mars 1965.

FET keeps long staircase steps flat, par Kenneth J. Bray, Electronics.

Modified Schmitt trigger stabilizes pulse generator, par Robert P. Lewis, E.D.N., Octobre 1970.

Voltage to frequency converter uses four layers diode, par T.C. O'Haver, Electronics, 6 décembre 1971.

Triangular waveform generator is simple yet effective, par Herbert Cohen, Electronic Design, 22 octobre 1969.

Triac, UJT and FET give linear ramps, par Henry D. Olson, Electronic Design, 14 mars 1968.

Triangular waveform generator uses complementary transistors, par Satanu Das et Dipak Basu, Electronic Design, 24 mai 1969.

Inexpensive generator produces triangle and square waves, par William E. Peterson, Electronic Design, Septembre 1970.

Triangular-wave generator spans eight decades, par William S. Shaw, Electronics, 8 mai 1972.

Monolithic waveform generation, par Alan B. Grebene, I.E.E.E. Spectrum, Avril 1972.

- *Stabilisateurs bipolaires de courant à T.E.C.*, par A.I. Chichkov, l'Onde Electrique, Mars 1973.

Conformateurs de signaux

- « *Pense-Bête* » : *Conformateurs de signaux*, Electronique Professionnelle, Août 1972.

- *Wideband Circuit Fits Curves With Straight-Line Segments*, par Terry Byers, Electronic Design, 6 mars 1973.

Un générateur de Fonctions B.F., par J. Leleu, Toute l'Electronique, Novembre 1967.

L'Amplificateur Opérationnel. Bases théoriques et Applications Pratiques, par R. Damaye, Editions Radio, 1972.

Diode Function Generator for Empirical Functions, par W.D. Schleifer, Intern. Elektronische Rundschau-21 (1967) n° 9 pp. 235-238 et n° 11 pp. 279-280. Reproduit dans la Revue Rohde et Schwarz (vol. 17, n° 22, 1971).

Les Amplificateurs Opérationnels, par Bernard Roger et M.F. Toutain de Bussy, Publication Imex France (non daté).

Les quadratureurs analogiques à réseaux à diodes, par Claude Brie, Revue Mesure Mai 1971.

Non reactive filter converts triangular waves to sines, par R.D. Middlebrook et I. Richer, Electronics, 8 mars 1965.

Amplificateurs Op., par R. Dugéhault, Electronique Professionnelle, n° 1282, Novembre 1970.

Linear Devices, Bulletin d'Application des circuits Intégrés Signetics (non daté),

Oscillateurs Bloqués et Convertisseurs

- « *Pense-Bêtes* » :

- *Oscillateurs Bloqués*, Juin 1973.

- *Convertisseurs*, Août 1973.

- Notes d'application R.T.C. : Oscillateurs et Convertisseurs, Réf. 239.11.60. Convertisseurs de forte puissance, Réf. 272.9.61.

- Notes d'application Motorola :

- AN-222 : The A.B.C. of DC to AC Converters.

- AN-425 : Transistor Inverter 40 W - 400 Hz, Square Wave Output.

- AN-469 : Line-Operated 15 kHz Inverter, par Robert J. Harver.

- AN-169 : A Low Voltage High Current Converter, Jack Takesuye.

- Convertisseurs de tension à transistors, par H. Schreiber, Radio Constructeur, Janvier 1966.

Boucles à verrouillage de phase

Signetics Linear Phase Locked Loop Applications Book, Document Signetics, Edition 1972.

Phase Locked Loops, Basic Building Blocks for Frequency Manipulation, Bob Marshall, Ham Radio, Juillet 1978.

Build a Wideband Phase Locked Loop, Lester F. Schowe Jr, Electronic Design, 1^{er} septembre 1973.

Phase Locked Loop Fundamentals, Garth Nash, Document Motorola, AN-535.

The Phase Locked Loop I.C. is a Communication System Building Block, Thomas B. Mills, Document National Semiconductor, AN-46, Juin 1971.

Discriminateur Phase-Fréquence, J.-P. Oemichen, Sescosem Informations, Non Daté.

Phase Demodulator Needs no Tuning, Harry F. Strenglein, Electronics Designer's Casebook, Non Daté.

High Gain Phase Detector Circuit Uses no Transformer, Charles C. Evans, Electronic Design, 11 mai 1969.

Phase Comparator for Servo Loop, Francis E. Adams, Electronics, 18 décembre 1972.

I.C. Digital Phase Detector Locks a Square Wave, George S. Krause, Electronic Design, 1^{er} août 1968.

Phase Lock Indicator Operates With Periodic or P.C.M. Inputs, Harris A. Lee, Electronic Design, 15 mars 1973.

Logic Gate and L.E.D. Indicates Phase Lock, R.P. Leck, Electronics Designers Casebook, Non Daté.

Phase Locked Loop Includes Lock Indicator, J.A. Connelly et G.E. Prescott, Electronic Design, 5 septembre 1974.

An Avionic Digital Frequency Synthetiser, J. Michels et J. Stinehelfer, Document Fairchild A.P.P. 176, Mai 1969.

High Frequency Synthetiser, Helfrick, Ham Radio.

Six Meter Frequency Synthetiser, Kenneth W. Robbin, Ham Radio.

Low Power Digital Frequency Synthetisers Utilizing COS/MOS IC's, R.E. Funk, Note d'application ICAN, 6716, R.C.A.

Documents et notes d'applications National Semiconductor, Signetics, Harris Semiconductors, Fairchild, Motorola, Siemens, R.C.A.

Imprimerie Marcel BON
70000 Vesoul
Dépôt légal 3^e trimestre 1979
N° éditeur : 263
N° imprimeur : 2355

Il est peu d'ouvrages entièrement consacrés à la génération des signaux en électronique.

Dans le but de combler cette lacune, l'auteur étudie successivement les oscillateurs sinusoïdaux à résistances et capacités, puis ceux qui mettent en œuvre des éléments inductifs.

Les circuits générateurs de dents de scie, de triangle, de carré etc. sont passés en revue. Les convertisseurs continu-continu sont également abordés.

Depuis la rédaction de la première édition les techniques de synthèse de fréquence (boucles à verrouillage de phase) ainsi que de signaux de toutes espèces par voie numérique se sont considérablement développées. L'auteur a tenu à compléter cette seconde édition par des chapitres consacrés à ces techniques.

Il l'a fait, comme le reste de l'ouvrage, selon un principe qui lui est cher, expliquer d'une manière aussi claire que possible le fonctionnement des appareils correspondant aux schémas et illustrer les explications au moyen de nombreux montages pratiques.

Cet ouvrage trouvera sa place aussi bien sur le bureau de l'ingénieur ou de l'étudiant que sur le banc de travail du technicien.

